

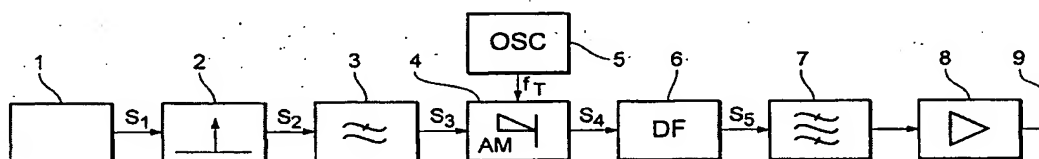
PCT
 WELTORGANISATION FÜR GEISTIGES EIGENTUM
 Internationales Büro
 INTERNATIONALE ANMELDUNG VERÖFFENTLICHT NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE
 INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES PATENTWESENS (PCT)



<p>(51) Internationale Patentklassifikation ⁶ : H04B 1/69</p>	<p>A1</p>	<p>(11) Internationale Veröffentlichungsnummer: WO 98/20625</p> <p>(43) Internationales Veröffentlichungsdatum: 14. Mai 1998 (14.05.98)</p>
<p>(21) Internationales Aktenzeichen: PCT/DE97/02606</p> <p>(22) Internationales Anmeldedatum: 3. November 1997 (03.11.97)</p> <p>(30) Prioritätsdaten: 196 46 747.0 1. November 1996 (01.11.96) DE</p> <p>(71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten ausser US): NAN-OTRON GESELLSCHAFT FÜR MIKROTECHNIK MBH [DE/DE]; Alt-Moabit 61, D-10555 Berlin (DE).</p> <p>(72) Erfinder; und (75) Erfinder/Anmelder (nur für US): KOSLAR, Manfred [DE/DE]; Schlüterstrasse 35, D-10629 Berlin (DE). IANELLI, Zbigniew [PL/DE]; Swinemünder Strasse 92, D-13355 Berlin (DE).</p> <p>(74) Anwalt: CHRISTIANSEN, Henning; Pacelliallee 43/45, D-14195 Berlin (DE).</p>		<p>(81) Bestimmungsstaaten: AL, AU, BA, BB, BG, BR, CA, CN, CU, CZ, EE, GE, HU, IL, IS, JP, KP, KR, LC, LK, LR, LT, LV, MG, MK, MN, MX, NO, NZ, PL, RO, SG, SI, SK, TR, TT, UA, US, UZ, VN, ARIPO Patent (GH, KE, LS, MW, SD, SZ, UG, ZW), eurasisches Patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), europäisches Patent (AT, BE, CH, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OAPI Patent (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, ML, MR, NE, SN, TD, TG).</p> <p>Veröffentlicht <i>Mit internationalem Recherchenbericht. Vor Ablauf der für Änderungen der Ansprüche zugelassenen Frist. Veröffentlichung wird wiederholt falls Änderungen eintreffen.</i></p>

(54) Title: METHOD FOR WIRELESS INFORMATION TRANSFER

(54) Bezeichnung: VERFAHREN ZUR DRAHTLOSEN ÜBERTRAGUNG EINER NACHRICHT



(57) Abstract.

A method of wireless information transfer, especially for mobile communication, whereby an input signal (s1, g4) is subjected to a modulation in a transmitter (2-8) and reaches a receiver (11-15) via a transmission channel. The transmitter produces angularly modified pulses having a frequency spectrum and carrying information, in such a way that said pulses can be time compressed in the transmitter by means of a filter (13) with a frequency dependent differential transit time, also called a group transit time, so that pulses with reduced duration and higher amplitude can arise, and at least one part of the information in the transmitter is impressed on the pulses by means of a modulation independent from the angle modulation and/or used to control an angle modulation parameter which can be detected in the receiver.

(57) Zusammenfassung

Verfahren zur drahtlosen Übertragung einer Nachricht, insbesondere für die mobile Kommunikation, bei dem ein Eingangssignal (s1, g4) in einem Sender (2 bis 8) einer Modulation unterworfen wird und über einen Übertragungskanal zu einem Empfänger (11 bis 15) gelangt, wobei im Sender die Nachricht tragende, ein Frequenzspektrum aufweisende, winkelmodierte Impulse derart erzeugt werden, daß diese im Empfänger mittels eines Filters (13) mit frequenzabhängiger differentieller Laufzeit, auch Gruppenlaufzeit genannt, derart zeitlich komprimierbar sind, daß Impulse mit gegenüber den ausgesandten Impulsen verkürzter Dauer und erhöhter Amplitude entstehen, und mindestens ein Teil der Nachricht im Sender mittels einer weiteren, von der Winkelmodulation unabhängigen Modulation den Impulsen aufgeprägt und/oder zur Steuerung eines im Empfänger erfaßbaren Parameters der Winkelmodulation benutzt wird.

BEST AVAILABLE COPY

BEST AVAILABLE COPY

LEDIGLICH ZUR INFORMATION

Codes zur Identifizierung von PCT-Vertragsstaaten auf den Kopfbögen der Schriften, die internationale Anmeldungen gemäss dem PCT veröffentlichen.

AL	Albanien	ES	Spanien	LS	Lesotho	SI	Slowenien
AM	Armenien	FI	Finnland	LT	Litauen	SK	Slowakei
AT	Österreich	FR	Frankreich	LU	Luxemburg	SN	Senegal
AU	Australien	GA	Gabun	LV	Lettland	SZ	Swasiland
AZ	Aserbaidshjan	GB	Vereinigtes Königreich	MC	Monaco	TD	Tschad
BA	Bosnien-Herzegowina	GE	Georgien	MD	Republik Moldau	TG	Togo
BB	Barbados	GH	Ghana	MG	Madagaskar	TJ	Tadschikistan
BE	Belgien	GN	Guinea	MK	Die ehemalige jugoslawische Republik Mazedonien	TM	Turkmenistan
BF	Burkina Faso	GR	Griechenland	ML	Mali	TR	Türkei
BG	Bulgarien	HU	Ungarn	MN	Mongolei	TT	Trinidad und Tobago
BJ	Benin	IE	Irland	MR	Mauretanien	UA	Ukraine
BR	Brasilien	IL	Israel	MW	Malawi	UG	Uganda
BY	Belarus	IS	Island	MX	Mexiko	US	Vereinigte Staaten von Amerika
CA	Kanada	IT	Italien	NE	Niger	UZ	Usbekistan
CF	Zentralafrikanische Republik	JP	Japan	NL	Niederlande	VN	Vietnam
CG	Kongo	KE	Kenia	NO	Norwegen	YU	Jugoslawien
CH	Schweiz	KG	Kirgisistan	NZ	Neuseeland	ZW	Zimbabwe
CI	Côte d'Ivoire	KP	Demokratische Volksrepublik Korea	PL	Polen		
CM	Kamerun	KR	Republik Korea	PT	Portugal		
CN	China	KZ	Kasachstan	RO	Rumänien		
CU	Kuba	LC	St. Lucia	RU	Russische Föderation		
CZ	Tschechische Republik	LI	Liechtenstein	SD	Sudan		
DE	Deutschland	LK	Sri Lanka	SE	Schweden		
DK	Dänemark	LR	Liberia	SG	Singapur		
EE	Estland						

Verfahren zur drahtlosen Übertragung einer Nachricht

Beschreibung

Die Erfindung betrifft ein Verfahren gemäß dem Oberbegriff des Anspruchs 1 sowie eine Sender- und Empfänger-Anordnung zur Durchführung des Verfahrens gemäß dem Oberbegriff des Anspruchs 12.

- 5 Bei bekannten, jedem Fachmann aus Standardwerken geläufigen drahtlosen Nachrichtenübertragungsverfahren wird das zu übertragende Nachrichtensignal im Sender durch einen Modulator einem hochfrequenten Trägersignal aufmoduliert und über eine Übertragungsstrecke dem Empfänger übermittelt,
10 der zur Rückgewinnung des Nachrichtensignals einen entsprechenden Demodulator aufweist. Ein bekanntes Modulationsverfahren der Nachrichtentechnik ist die Winkelmodulation (als Oberbegriff für Frequenz- und Phasenmodulation).

- Liegt das zu übertragende Nachrichtensignal in digitalisierter Form als Bitfolge vor, wie es vorzugsweise in modernen Mobilfunknetzen der Fall ist, so erfolgt die Modulation durch Änderung der Frequenz bzw. Phase oder der Amplitude des Trägersignals in Abhängigkeit von der zu übertragenden Bitfolge. Beispielsweise aus COUCH, L.W.: Digital
15 and Analog Communication Systems, 4th Edition, Macmillan Publishing Company (1993), sind verschiedene digitale Modulationsverfahren bekannt, darunter die Amplitudentastung (ASK : Amplitude Shift Keying), die Zweiphasenumtastung (2-PSK : Phase Shift Keying) oder die Zweifrequenzumtastung
20 (2-FSK : Frequency Shift Keying). Auch hier erfolgt im Empfänger jeweils die Demodulation entsprechend dem senderseitig angewandten Modulationsverfahren und damit die Rückgewinnung des digitalen Nachrichtensignals als Bitfolge in Form von aufeinanderfolgenden Impulsen.

Dem Fachmann ist - etwa aus der analogen Fernsehtechnik, wo die Restseitenbandamplitudenmodulation für das Luminanzsignal, die Frequenzmodulation für das Audiosignal und die IQ-Modulation für das Chrominanzsignal genutzt werden -
5 auch die Anwendung mehrerer verschiedener Modulationsverfahren für verschiedene Nachrichten bzw. Nachrichtenkomponenten im Rahmen eines zusammenhängenden Übertragungsvorganges geläufig. Auch hier dient die Variation der Trägerparameter einzig dem Aufprägen der Nachricht und hat keinen
10 Einfluß auf Störungen der Übertragungsstrecke.

Aus der Radartechnik ist ein Verfahren zur senderseitigen Dehnung und empfängerseitigen Kompression der ausgesandten Ortungsimpulse ("Chirp"-Verfahren) bekannt; vgl. etwa E. Philippow (Hrsg.): Taschenbuch der Elektrotechnik, Band 4:
15 Systeme der Informationstechnik, Berlin 1985, S. 340/341. Hierbei werden zur Kompression eine analoge Frequenzmodulation oder eine digitale Phasenmodulation angewandt, es erfolgt jedoch keine Aufprägung einer Nachricht. Dieses Verfahren dient der Herabsetzung der aufgewandten Sendeleistung
20 und damit der Detektierbarkeit der Signale durch einen eventuellen Gegner bei gleichzeitiger Erhaltung der Erfassungsreichweite und -genauigkeit.

Bei allen Nachrichtenübertragungsverfahren besteht das grundsätzliche physikalische Problem, daß die Qualität des
25 empfängerseitig zurückgewonnenen Nachrichtensignals und mit (in der Praxis stets vorhandenen) Störungen auf der Übertragungsstrecke und infolgedessen mit der Entfernung zwischen Sender und Empfänger abnimmt. Um bei einer Nachrichtenübertragung auf einer störungsbehafteten Übertragungs-
30 strecke eine gewünschte Reichweite mit einer vorgegebenen Störsicherheit zu erreichen, ist daher eine bestimmte Sendeleistung nötig, die beispielsweise bei der mobilen Kommunikation im Watt-Bereich liegt.

- Zum einen hat die erforderliche Sendeleistung den Nachteil, daß der Energieverbrauch während des Sendebetriebs entsprechend hoch ist, was insbesondere bei batterie- oder akkubetriebenen Geräten wie Mobiltelefonen wegen der raschen Erschöpfung des Energiespeichers störend ist. Zum anderen erhöht sich mit der durch die explosionsartige Verbreitung von Mobiltelefonen, die zunehmende Anzahl von Rundfunk- und Fernsehprogrammanbietern etc. ansteigenden Anzahl von Nachrichtensendern die Gesamtbelastung an elektromagnetischer Strahlung für den Menschen (sog. "human exposure"). Schädigungen des menschlichen Körpers sind insbesondere bei Mobiltelefonen mit der derzeit üblichen Sendeleistung wegen des sehr geringen Abstands des Senders zum Kopf des Benutzers nicht auszuschließen.
- 15 Der Erfindung liegt daher die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren der eingangs genannten Art bzw. eine Anordnung zu dessen Durchführung zu schaffen, die bei mindestens gleichbleibender Übertragungsqualität eine Verringerung der Sendeleistung und/oder Erhöhung der Reichweite ermöglichen.
- 20 Diese Aufgabe wird, ausgehend von einem Verfahren gemäß dem Oberbegriff des Anspruchs 1, durch dessen kennzeichnende Merkmale bzw. - hinsichtlich der Anordnung zur Durchführung des Verfahrens - durch die Merkmale des Anspruchs 12 gelöst.
- 25 Die Erfindung schließt den grundsätzlichen Gedanken ein, zwei voneinander unabhängige Modulationsverfahren dazu einzusetzen, zum einen die Nachricht einem Träger aufzuprägen (Informationssignalmodulation) und zum anderen eine weitgehende Unterdrückung von Störungen auf der Übertragungsstrecke, insbesondere des thermischen oder "weißen" Rauschens, zu erreichen (Trägersignalmodulation).
- 30

Die mittels eines an sich bekannten Verfahrens der Nachrichtentechnik mit der Nachricht modulierten bzw. zu modulierenden Impulse werden im Sender einer Winkelmodulation (was hier als Oberbegriff für Phasen- und Frequenzmodulation zu verstehen ist) mit einer speziellen Kennlinie unterzogen. Die winkelmodulierten, ein vorbestimmtes Frequenzspektrum aufweisenden Impulse werden im Empfänger durch Aufprägung einer frequenzabhängige Verzögerung zeitlich komprimiert. Damit ergibt sich am Empfängerausgang - bezogen auf die Amplitude des Sendesignals und somit auch gegenüber dem Störpegel - eine Amplitudenüberhöhung. Diese Impulskompression/Amplitudenüberhöhung läßt sich insbesondere mittels eines dispersiven Filters durchführen. Aus dem so bearbeiteten Träger wird durch Demodulation das Informationssignal zurückgewonnen, wobei die Informationssignal-Demodulation mit einem durch die Amplitudenüberhöhung verbesserten Signal-/Rauschverhältnis erfolgen kann.

Dessen Verbesserung ist abhängig vom Bandbreite-Zeit-Produkt aus der bei der Winkelmodulation eingesetzten Bandbreite und der Impulsdauer und bei schlechten Übertragungsbedingungen besonders markant.

Die eigentliche Nachricht kann dem Träger durch Impulsmodulationsverfahren aufgeprägt werden oder dadurch, daß die Trägerkompression für verschiedene Zustände des Nachrichtensignals in auswertbar unterschiedlicher Weise vorgenommen wird, so daß diese Variation der Winkelmodulation die Nachricht enthält. Wichtig ist hierbei, daß die Nachrichten-Modulation auf die Signallaufzeit ohne oder nur von untergeordnetem Einfluß ist.

Nach der Demodulation steht ein Signal in einer Qualität zur Verfügung, die nach dem Stand der Technik nur mit einer erhöhten Sendeleistung oder aufwendigen Verfahren zur Emp-

fangsverbesserung (wie Diversity-Empfang oder redundante Übertragung) erzielt werden könnte. Ein weiterer Vorteil des erfindungsgemäßen Verfahrens ist in dem wesentlich geringeren Störpotential gegenüber anderen Übertrgaungsstrecken zu sehen, da mit einer geringeren Sendeleistung ein vorgegebenes Signal/Rausch-Verhältnis nach der Impulskompression im Empfänger erreichbar ist. Darüber hinaus führen die geringeren Anforderungen an die Sendeleistung zu einer verringerten Human exposure. Der mit dem Verfahren verbundene Nachteil einer größeren benötigten Bandbreite und damit verringerten Kanalkapazität bzw. Übertragungsrate (Bitrate) kann für viele Anwendungsfälle in Kauf genommen werden und läßt sich durch Wahl eines angepaßten Pulsmodulationsverfahrens für die Nachrichten-Modulation teilweise eliminieren (siehe weiter unten).

Für die variable Winkelmodulation wird eine besondere Winkelmodulations-Zeitcharakteristik verwendet, welche sozusagen einer "Modulationskennlinie" entspricht. Die Modulationskennlinie - hier allgemein Modulationscharakteristik genannt - bestimmt hierbei den zeitlichen Verlauf der Frequenz jeweils während der Dauer eines Impulses. Bei Anwendung einer linear fallenden Modulationscharakteristik nimmt die Frequenz des übertragenen Signals jeweils während der Dauer eines Impulses von einem oberhalb der Trägerfrequenz liegenden Wert linear auf einen unterhalb der Trägerfrequenz liegenden Wert ab. Analog ist ein linear steigende Kennlinie einsetzbar. Das empfängerseitige Filter ist der verwendeten Modulationscharakteristik durch ein entsprechendes differentiellles frequenzabhängiges Laufzeitverhalten (Gruppenlaufzeitverhalten) in der Weise angepaßt, daß die senderseitig erzeugten Signalanteile unterschiedlicher Phasenlage zu einem zeitlich nahezu koinzidenten Signal (annähernden δ -Impuls) überlagert werden.

In einer vorteilhaften Ausführungsform der Erfindung erfolgt die Aufprägung der Informationen des Eingangssignals dadurch, daß die Modulationscharakteristik in Abhängigkeit vom Eingangssignal ausgewählt bzw. verändert wird. Weist
5 das Eingangssignal einen High-Pegel auf, so wird beispielsweise eine mit dem Signal (am einfachsten linear) fallende Modulationscharakteristik verwendet, was zu einem frequenzmodulierten Impuls mit einer während der Impulsdauer abnehmenden Frequenz ("Down-Chirp") führt. Bei einem Low-Pegel
10 des Eingangssignals wird dagegen eine (linear) steigende Modulationscharakteristik verwendet, was entsprechend zu einem Impuls mit einer während der Impulsdauer zunehmenden Frequenz ("Up-Chirp") führt.

Die empfängerseitigen Filtermittel sind durch eine inverse
15 bzw. komplementäre Kennlinie angepaßt. Erfolgt die senderseitige Winkelmodulation entsprechend einer fallenden Modulationscharakteristik, so nimmt die Frequenz des Impulses während der Impulsdauer ab, was zur Folge hat, daß die höherfrequenten Signalanteile empfängerseitig vor den niederfrequenten Signalanteilen erscheinen. Das Laufzeitverhalten
20 des empfängerseitigen Dispersionsfilters muß diesen "Vorsprung" der höherfrequenten Signalanteile deshalb ausgleichen, damit sich die spektralen Signalanteile des frequenzmodulierten Impulses am Ausgang des Dispersionsfilters
25 zu einem Impuls mit erhöhter Amplitude überlagern.

Es ist möglich, mehr als zwei Modulationscharakteristiken für das Eingangssignal zu verwenden, um mit jedem Impuls einen größeren Informationsanteil zu übertragen. Stehen
beispielsweise vier verschiedene Modulationscharakteristiken zur Auswahl, so können entsprechend vier unterschiedliche
30 Impulse übertragen werden, was einer Informationsmenge von jeweils 2 Bit bei jedem übertragenen Impuls entspricht. Durch dErhöhung der Anzahl unterschiedlicher Modulations-

charakteristiken läßt sich also vorteilhaft die Datenübertragungsrate steigern, wobei jedoch zu beachten ist, daß zugleich der technische Aufwand ansteigt und die verschiedenen Impulse mit sehr großer Zahl verschiedener Modulationscharakteristiken immer schwieriger zu unterscheiden sind, was die Störanfälligkeit der Übertragung erhöht.

In der vorstehend beschriebenen Variante der Erfindung erfolgt die Modulation der Impulse aktiv sowohl für einen High-Pegel als auch für einen Low-Pegel des digitalen Eingangssignals. Dies bedeutet, daß sowohl bei einem High-Pegel als auch bei einem Low-Pegel des Eingangssignals frequenzmodulierte Impulse erzeugt werden, die sich durch die Art der Frequenzänderung während der Impulsdauer unterscheiden. Die Aufprägung der in dem Eingangssignal enthaltenen Nachricht auf das übertragene Signal erfolgt hierbei also durch die Auswahl bzw. Änderung der Modulationscharakteristik in Abhängigkeit vom Eingangssignal.

Alternativ kann die Übertragung des Eingangssignals bei nur einem vor zwei definierten Pegeln aktiv vorgenommen werden, während bei dem anderen Pegel kein Impuls erzeugt wird. So wird beispielsweise bei einem High-Pegel des Eingangssignals ein linear ansteigend frequenzmodulierter Impuls erzeugt, während bei einem Low-Pegel eine Pause mit der Länge eines Impulses eingelegt wird. Diese Variante der Erfindung ermöglicht mit geringem technischen Aufwand eine Realisierung des Verfahrens mit einer einzigen Modulationscharakteristik. Insbesondere ist empfängerseitig auch nur ein Dispersionsfilter erforderlich.

Die Aufprägung der in dem Eingangssignal enthaltenen Nachricht auf das übertragene Signal erfolgt nach einem an sich bekannten digitalen Modulationsverfahren, vorzugsweise durch Pulspositionsmodulation (PPM - auch Pulsabstandsmodu-

lation genannt), bei der die Lage der einzelnen frequenzmodulierten Impulse relativ zu einem Referenzimpuls in Abhängigkeit vom Eingangssignal geändert wird. Auch ein Einsatz der Pulsphasen- oder Pulsbreitenmodulation ist grundsätzlich
5 lich sinnvoll, erfordert aber ggfs. einen höheren technischen Aufwand oder erreicht nicht alle Vorteile der PPM.

Bei der Kombination der "Chirp"-Modulation zur Träger-Störunterdrückung mit der PPM zur Aufprägung der Nachricht kann in besonders vorteilhafter Weise die mit der Impuls-
10 kompression auf Impulse mit sehr kurzer Anstiegszeit einhergehende empfängerseitige Erhöhung der Zeitauflösung unter Ausnutzung des Superpositionsprinzips beim Empfang einander zeitlich überlappender Impulse zur Erhöhung der Übertragungsrate (bezogen auf die vergrößerte Bandbreite) genutzt werden. Insgesamt gesehen, gelingt damit eine weitge-
15 hende Kompensation der ursprünglichen Einbuße an Übertragungsrate. Ein (geringer) Teil der infolge der Kompression eingesparten Sendeleistung wird zu Ausendung der für die PPM benötigten Referenzimpulse und ggfs. zusätzlicher Codierungsimpulse im gleichen Kanal eingesetzt.
20

Die Rückgewinnung der in dem Eingangssignal enthaltenen Nachricht erfolgt durch einen dem Dispersionsfilter nachgeschalteten Detektor, der an das Modulationsverfahren angepasst ist, das senderseitig zur Aufprägung der in dem Eingangssignal enthaltenen Nachricht verwendet wird.
25

Wird dagegen senderseitig in Abhängigkeit von der Amplitude des Eingangssignals eine von mehreren Modulationscharakteristiken ausgewählt, vorzugsweise eine linear fallende Modulationscharakteristik bei einem High-Pegel und eine linear
30 steigende Modulationscharakteristik bei einem Low-Pegel des Eingangssignals, so bestehen zur Auswertung im Empfänger grundsätzlich zwei Möglichkeiten.

Eine Möglichkeit besteht darin, empfängerseitig nur ein Dispersionsfilter vorzusehen, dessen differentiell-phasenverzögerungs- bzw. Gruppenlaufzeitverhalten an eine der senderseitig verwendeten Modulationscharakteristiken in der Weise angepaßt ist, daß die Signalanteile des entsprechend dieser Modulationscharakteristik frequenzmodulierten Impulses am Ausgang des Dispersionsfilters überlagert erscheinen, was zu einer Impulskompression und Amplitudenerhöhung führt. Für einen Impuls mit einer der anderen Modulationscharakteristiken, die nicht optimal an das Laufzeitverhalten des empfängerseitigen Dispersionsfilters angepaßt ist, erscheinen die spektralen Signalanteile dagegen zeitlich verteilt am Ausgang des Dispersionsfilters und somit wegen der geringeren Impulskompression auch mit einer geringeren Amplitude. In dieser Ausführungsform hängt die Amplitude des am Ausgang des Dispersionsfilters erscheinenden Impulses also von der senderseitig verwendeten Modulationscharakteristik und damit von der Amplitude des Eingangssignals ab, die zur Auswahl der Modulationscharakteristik herangezogen wird. Um das digitale Eingangssignal aus dem Ausgangssignal des Dispersionsfilters zurückzugewinnen, ist diesem ein amplitudenempfindlicher Detektor nachgeschaltet, der als Amplitudendemodulator ausgeführt sein kann.

Die andere Möglichkeit sieht dagegen vor, den frequenzmodulierten Impuls empfängerseitig mehreren parallelgeschalteten Dispersionsfiltern zuzuführen. Das frequenzabhängige Laufzeitverhalten der empfängerseitig angeordneten Dispersionsfilter und die senderseitig verwendeten Modulationscharakteristiken sind hierbei jeweils paarweise derart aneinander angepaßt, daß die Signalanteile des frequenzmodulierten Impulses am Ausgang genau eines der Dispersionsfilter komprimiert erscheinen und dadurch zu einer Amplitudenerhöhung führen, während die Ausgangssignale der

anderen Dispersionsfilter wegen der abweichenden Charakteristik nicht erhöht sind. Das Eingangssignal kann also danach diskriminiert werden, an welchem der Dispersionsfilter eine Amplitudenerhöhung vorliegt.

- 5 Die Dispersionsfilter werden vorteilhafterweise als Oberflächenwellenfilter ("SAW-Filter") ausgeführt, die sich mit hoher Genauigkeit und Stabilität herstellen lassen. Darüber hinaus bieten SAW-Filter den Vorteil, daß sich Amplitudengang und Phasengang unabhängig voneinander dimensionieren lassen, was die Möglichkeit eröffnet, das in jedem Empfänger erforderliche schmalbandige Bandpaßfilter und das Dispersionsfilter in einem Bauteil zu verwirklichen.

- 15 Die Erzeugung des frequenzmodulierten Signals im Sender kann auf verschiedene Arten erfolgen, von denen beispielhaft einige im folgenden kurz beschrieben werden.

- In einer vorteilhaften Variante der Erfindung wird zunächst näherungsweise ein (Quasi-)Dirac-Impuls erzeugt und einem Tiefpaßfilter zugeführt, dessen Filterkennlinie kurz vor Erreichen der Grenzfrequenz eine Überhöhung aufweist und den Stoß-Impuls somit in einen si-Impuls (Spaltimpuls) transformiert, dessen Form durch die bekannte si-Funktion $si(x) = \sin x / x$ beschrieben wird. Das si-förmige Ausgangssignal des Tiefpaßfilters wird anschließend auf einen Amplitudenmodulator gegeben, der der Trägerschwingung die si-förmige Hüllkurve aufprägt. Wird das auf diese Weise erzeugte Signal einem dispergierenden Filter zugeführt, so erscheint am Ausgang ein frequenzmodulierter Impuls. In dieser Variante der Erfindung erfolgt also senderseitig zunächst eine Expansion des relativ scharfen si-Impulses durch das Dispersionsfilter in einen frequenzmodulierten Impuls, der gegenüber dem si-Impuls verlängert ist und eine entsprechend geringere Amplitude aufweist. Empfängerseitig erfolgt dann

ebenfalls durch ein Dispersionsfilter wieder eine Kompression des Impulses mit einer entsprechenden Amplitudenerhöhung. Da zur senderseitigen Expansion und empfängerseitigen Kompression der Impulse jeweils ein Dispersionsfilter verwendet wird, eignet sich diese Variante der Erfindung vorteilhaft für einen Transceiverbetrieb mit abwechselndem Sende- und Empfangsbetrieb. Hierzu können Sender und Empfänger jeweils korrespondierende baugleiche Baugruppen mit jeweils einem Dispersionsfilter aufweisen, die im Sendebetrieb zur Erzeugung des frequenzmodulierten Impulses und im Empfangsbetrieb zur Kompression der empfangenen frequenzmodulierten Impulse dienen.

Gemäß einer anderen Variante der Erfindung erfolgt die Erzeugung des frequenzmodulierten Impulses dagegen mittels einer PLL-Schleife (PLL: Phase Locked Loop) und einem spannungsgesteuerten Oszillator (VCO: Voltage Controlled Oscillator). Die einzelnen Impulse des in digitaler Form vorliegenden Eingangssignals werden hierzu zunächst in einem Integrator in sägezahnförmige Impulse umgewandelt, wobei die Anstiegsrichtung der einzelnen Impulse von der Amplitude des Eingangssignals abhängt. Das auf diese Weise erzeugte Signal wird dann zur Ansteuerung des VCO's verwendet, so daß die Frequenz eines Ausgangsimpulses während der Impulsdauer in Abhängigkeit vom Pegel des Eingangssignals linear zunimmt oder fällt.

In einer weiteren Variante der Erfindung erfolgt die Erzeugung des frequenzmodulierten Impulses im Sender durch eine digitale Signalverarbeitungseinheit, was vorteilhaft die Realisierung beliebiger Modulationscharakteristiken ermöglicht.

In einer Variante der Erfindung werden zur Realisierung der komplementären Sender-Empfänger-Charakteristik jeweils an-

einander angepaßte Sender-Empfänger-Paare hergestellt, so daß bei der Inbetriebnahme keine weiteren Abstimmarbeiten erforderlich sind.

In einer anderen Variante der Erfindung wird der Empfänger
5 dagegen vor oder während des Betriebs durch Veränderung des Laufzeitverhaltens des empfängerseitig verwendeten Dispersionsfilters an den Sender angepaßt. Hierfür ist vorgesehen, daß der Sender im Rahmen eines Anpassungsvorgangs ein Referenzsignal erzeugt, das vorzugsweise einer Folge von
10 High-Pegeln des Eingangssignals entspricht, wobei die Modulationscharakteristik der senderseitig vorgenommenen Frequenzmodulation oder das frequenzabhängige Laufzeitverhalten des empfängerseitigen Dispersionsfilters so lange verändert wird, bis empfängerseitig eine optimale Impulskompression bzw. Amplitudenerhöhung auftritt. Besonders vorteilhaft ist diese Variante bei der Verwendung eines digitalen Signalprozessors zur Filterung und Aufbereitung im Empfänger, da ein derartiger Signalprozessor in einfacher
15 Weise eine Änderung des frequenzabhängigen Laufzeitverhaltens und eine entsprechende Optimierung ermöglicht, wobei der Optimierungsvorgang rechnergesteuert automatisch ablaufen kann.

In einer weiteren vorteilhaften Ausführungsform dieser Variante erfolgt die Datenübertragung blockweise, wobei der
25 vorstehend beschriebene Anpassungsvorgang bei jedem Block erneut durchgeführt wird, um Schwankungen der Dispersionsseigenschaften der Übertragungsstrecke dynamisch ausgleichen zu können.

Vorteilhafte Weiterbildungen der Erfindung sind im übrigen
30 in den Unteransprüchen gekennzeichnet bzw. werden nachstehend zusammen mit der Beschreibung der bevorzugten Aus-

führung der Erfindung anhand der Figuren näher dargestellt.
Es zeigen:

- Figur 1a, 1b als bevorzugtes Ausführungsbeispiel der Erfindung einen Sender bzw. einen Empfänger eines Nachrichtenübertragungssystems als Blockschaltbild,
- Figur 2a bis 2e das digitale Eingangssignal des Senders sowie verschiedene Zwischenstadien der Signalverarbeitung im Sender bis zum Sendesignal sowie
- Figur 3a bis 3d das Empfangssignal sowie verschiedene Zwischenstadien der Signalverarbeitung im Empfänger bis zum demodulierten Signal,
- Figur 4a, 4b Sender bzw. Empfänger eines Nachrichtenübertragungssystems mit aktiver Übertragung von High- und Low-Pegel in einer Darstellung als Blockschaltbild,
- Figur 5a bis 5k das digitale Eingangssignal des Senders in Figur 4a sowie verschiedene Zwischenstadien der Signalverarbeitung im Sender,
- Figur 6a bis 6e das empfängerseitig aufgenommene Signal sowie mehrere Zwischenstadien der Signalverarbeitung im Empfänger,
- Figur 7, 8 jeweils eine abgewandelte Form des in Figur 4b dargestellten Empfängers mit einer Rauschunterdrückungsschaltung und
- Figur 9a und 9b grafische Darstellungen zur mit dem erfindungsgemäßen Verfahren erzielbaren Verbesserung des Signal/Rausch-Verhältnisses.

Ein in Figur 1a dargestellter Sender dient zur Übertragung des von einer Signalquelle 1 erzeugten und in digitalisierter Form vorliegenden Signals s_1 über eine störungsbehaftete Übertragungsstrecke an den in Figur 1b dargestellten Empfänger, wobei die Übertragung bei vorgegebenen Anforderungen an Reichweite und Störsicherheit vorteilhaft mit einer relativ geringen Sendeleistung erfolgen kann, was zum einen bei einem Batteriebetrieb des Senders die Batterielebensdauer erhöht und zum anderen die Umweltbelastung durch elektromagnetische Strahlung - auch als Elektro-Smog bezeichnet - verringert. Darüber hinaus weist der Sender aufgrund der relativ geringen Sendeleistung ein verringertes Störpotential anderen Nachrichtenübertragungssystemen gegenüber auf.

Ein digitales Eingangssignal s_1 , dessen zeitlicher Verlauf in Figur 2a detailliert dargestellt ist, wird im Sender zunächst einem Pulsformer 2 zugeführt, der die relativ breiten Rechteckimpulse des Eingangssignals s_1 in kurze Nadelimpulse transformiert, die (quasi-)Dirac-Impulse nachbilden sollen. Aus der Darstellung der Nadelimpulsfolge s_2 in Figur 2b ist ersichtlich, daß die Erzeugung der einzelnen Nadelimpulse jeweils durch die steigende Flanke eines Rechteckimpulses des Eingangssignals s_1 getriggert wird.

Ein auf diese Weise erzeugte Nadelimpulsfolge s_2 wird anschließend einem Tiefpaßfilter 3 zugeführt, dessen Laufzeitverhalten kurz vor der Grenzfrequenz eine Überhöhung aufweist, so daß die einzelnen Nadelimpulse - wie aus Figur 2c ersichtlich - jeweils in si-Impulse transformiert werden, deren Form der bekannten si-Funktion (Spaltfunktion) $si(x) = \sin x / x$ entspricht.

Im Anschluß daran wird die si-Impulsfolge s_3 einem Amplitudenmodulator 4 zugeführt, der dieses Signal auf eine Trä-

gerschwingung der Frequenz f_T aufmoduliert, die von dem Oszillator 5 erzeugt wird, so daß am Ausgang des Amplitudenmodulators 4 - wie in Figur 2d dargestellt - Trägerfrequenzimpulse mit einer si-förmigen Hüllkurve erzeugt werden. (Die Impulse sind in der Zeichnung aus darstellungstechnischen Gründen verbreitert dargestellt, sind also - bei maßstäblicher Darstellung - tatsächlich schmaler.)

Dem Amplitudenmodulator 4 ist ein Dispersionsfilter 6 nachgeschaltet, welches das modulierte Trägerfrequenzsignal s_1 entsprechend seiner frequenzabhängigen differentiellen Laufzeitcharakteristiken filtert. Am Ausgang des Dispersionsfilters 6 erscheinen deshalb - wie aus Figur 2e ersichtlich - linear frequenzmodulierte Impulse mit konstanter Amplitude, deren Frequenz während der Impulsdauer von einem oberhalb der Trägerfrequenz f_T liegenden Wert $f_T + \Delta f/2$ auf einen unterhalb der Trägerfrequenz f_T liegenden Wert $f_T - \Delta f/2$ abfällt.

Bei dem hier dargestellten Sender erfolgt die Übertragung des Eingangssignals s_1 also unipolar, d.h. es wird lediglich bei einem High-Pegel des Eingangssignals s_1 ein Sendeimpuls erzeugt, während ein Low-Pegel an einer Pause des Sendesignals s_1 erkennbar ist. Aus diesem Grund lassen sich Sender und Empfänger vorteilhaft relativ einfach mit jeweils nur einem Dispersionsfilter 6 bzw. 13 aufbauen.

Die auf diese Weise erzeugte Impulsfolge s_1 wird nachfolgend einem Bandpaßfilter 7 zugeführt, dessen Mittenfrequenz gleich der Trägerfrequenz f_T der frequenzmodulierten Impulse ist, so daß außerhalb des Übertragungsbandes liegende Signale ausgefiltert werden.

Das bandpaßbegrenzte Signal wird schließlich über einen Sendeverstärker 8 der Antenne 9 zugeführt und abgestrahlt.

Der in Figur 1b dargestellte Empfänger ermöglicht den Empfang des von dem vorstehend beschriebenen Sender abgestrahlten linear frequenzmodulierten Signals sowie die Demodulation und Rückgewinnung des digitalen Eingangssignals s_3 bzw. s_1 .

Hierzu wird bei dem vorliegenden Ausführungsbeispiel das über die Empfängerantenne 10 - beispielsweise auch im Diversity-Betrieb - empfangene Signal zunächst einem Vorverstärker 11 und nachfolgend einem Bandpaßfilter 12 zugeführt, dessen Mittenfrequenz gleich der Trägerfrequenz f_T des bandpaßbegrenzten Sendesignals ist, so daß Störsignale aus anderen Frequenzbereichen aus dem empfangenen Signal ausgefiltert werden. (Anstelle eines konventionellen Bandpaßfilters kann hier auch vorteilhafterweise ein SAW-Filter verwendet werden.) Der zeitliche Verlauf des auf diese Weise aufbereiteten Signals s_6 ist detailliert in Figur 3a dargestellt, wobei zur Vereinfachung eine störungsfreie Übertragungsstrecke angenommen wird.

Das empfangene Signal s_6 besteht also aus einer Folge von linear frequenzmodulierten Impulsen, wobei die Frequenz entsprechend der senderseitig verwendeten Modulationscharakteristik während der Impulsdauer linear von einem oberhalb der Trägerfrequenz liegenden Wert $f_T + \Delta f$ auf einen unterhalb der Trägerfrequenz f_T liegenden Wert $f_T - \Delta f$ abfällt.

Das Signal s_6 wird anschließend einem Dispersionsfilter 13 zugeführt, das die einzelnen Impulse des Eingangssignals s_6 zeitlich komprimiert, was zu einer entsprechenden Amplitudenerhöhung und damit einem verbesserten Signal-/Rauschabstand führt.

Die Impulskompression nutzt hierbei die Tatsache, daß die höherfrequenten Signalanteile der Impulse aufgrund der sen-

derseitig durchgeführten linearen Frequenzmodulation am Eingang des Dispersionsfilters 13 vor den niederfrequenten Signalanteilen erscheinen. Das Dispersionsfilter 13 gleicht deshalb den "Vorsprung" der höherfrequenten Signalanteile aus, indem diese in dem Dispersionsfilter stärker verzögert werden als die niederfrequenten Signalanteile. Das frequenzabhängige differentielle Laufzeitverhalten des Dispersionsfilters 13 ist hierbei derart an die Modulationscharakteristik der senderseitig durchgeführten Frequenzmodulation angepaßt, daß die spektralen Signalanteile des empfangenen Signals im wesentlichen koinzident am Ausgang des Dispersionsfilters 13 erscheinen und sich somit - wie aus Figur 3b ersichtlich - zu einem Signal s_7 mit jeweils impulsweise si-förmiger Hüllkurve überlagern, wobei die Amplitude der einzelnen Impulse gegenüber dem empfangenen linear frequenzmodulierten Signal s_6 wesentlich vergrößert ist. (An dieser Stelle ist darauf hinzuweisen, daß bei den in den Figuren dargestellten prinzipiellen Signaldarstellungen zur Vergrößerung der Deutlichkeit eine Verzerrung vorgenommen wurde. Die linear frequenzmodulierten Impulse sind in der Realität im Verlauf enger und die komprimierten Signale sehr viel schmaler.

Das Ausgangssignal des Dispersionsfilters 13 wird dann einem Demodulator 14 zugeführt, der das Signal s_7 von der hochfrequenten Trägerschwingung befreit und - wie aus Figur 3c ersichtlich - ein diskretes Ausgangssignal s_8 mit nadelförmigen Impulsen erzeugt.

Im Anschluß daran wird aus den nadelförmigen Impulsen mittels eines Impulsformers 15 das ursprüngliche digitale Signal s_9 zurückgewonnen, dessen zeitlicher Verlauf detailliert in Figur 3d dargestellt ist.

In den Figuren 4a und 4b ist ein weiteres erfindungsgemäß ausgestaltetes Nachrichtenübertragungssystem dargestellt, das sich von dem vorstehend beschriebenen einfacheren Ausführungsbeispiel im wesentlichen dadurch unterscheidet, daß
5 sowohl der High-Pegel als auch der Low-Pegel des digitalen Nachrichtensignals aktiv übertragen wird, was zu einer erhöhten Störsicherheit beiträgt.

Der in Figur 4a dargestellte Sender weist hierzu einen Pulsformer 17 auf, der von einem Taktgeber 16 mit den in
10 Figur 5a bzw. 5b dargestellten gegenphasigen Taktsignalen angesteuert wird und an seinem Ausgang - wie in Figur 5c dargestellt - eine Folge g_1 von nadelförmigen Impulsen ausgibt, die eine (Quasi-)Dirac-Stoß-Folge nachbilden. Die auf diese Weise erzeugte Impulsfolge g_1 wird anschließend einem
15 Tiefpaßfilter 18 zugeführt, dessen Filterkennlinie kurz vor der Grenzfrequenz eine Überhöhung aufweist und die nadelförmigen Impulse jeweils in si-förmige Impulse (Spaltimpulse) transformiert, die detailliert in Figur 5d dargestellt sind. Nachfolgend wird diese Impulsfolge g_2
20 mittels eines Amplitudenmodulators 20 auf eine von dem Oszillator 19 erzeugte Trägerschwingung mit der Trägerfrequenz f_c aufmoduliert. Am Ausgang des Amplitudenmodulators 20 erscheint somit eine Folge g_3 von äquidistanten Trägerfrequenzimpulsen mit jeweils si-förmiger Hüllkurve. Wichtig
25 ist in diesem Zusammenhang, daß die am Ausgang des Amplitudenmodulators 20 erscheinende Impulsfolge g_3 unabhängig von dem digitalen Eingangssignal g_4 ist und somit keine Information trägt.

Die Aufprägung der Information des Eingangssignals g_4 erfolgt anschließend mittels eines Analog-Schalters 21, der
30 von dem Eingangssignal g_4 angesteuert wird und die von dem Amplitudenmodulator 20 erzeugte Impulsfolge g_3 in Abhängigkeit von der Amplitude des Eingangssignals g_4 entweder ei-

5 nem Dispersionsfilter 22 mit einer frequenzabhängig linear fallenden Laufzeit oder einem Dispersionsfilter 23 mit einer frequenzabhängig linear steigenden Laufzeit zuführt. Ausgangsseitig sind die beiden Dispersionsfilter 22, 23 mit einem weiteren Analog-Schalter 24 oder einer Summierstufe verbunden, der in Abhängigkeit von der Amplitude des Eingangssignals g_4 das Ausgangssignal g_7 bzw. g_8 eines der beiden Dispersionsfilter 22, 23 auswählt und weiterleitet.

10 Am Ausgang des Analog-Schalters 24 erscheint somit - wie in Figur 5k dargestellt - eine Folge g_9 von jeweils impulsweise linear frequenzmodulierten Trägerfrequenzimpulsen, wobei die einzelnen Impulse bei einem High-Pegel des Eingangssignals g_4 innerhalb der Impulsdauer eine linear zunehmende Frequenz aufweisen, wohingegen bei einem Low-Pegel des Eingangssignals g_4 die Frequenz innerhalb eines Impulses linear abnimmt.

20 Das am Ausgang des Analog-Schalters 24 erscheinende Signal wird anschließend von einem Bandpaßfilter 25 gefiltert, um außerhalb des Übertragungsbandes liegende Störsignale zu unterdrücken. Das auf diese Weise gewonnene Signal wird dann von einem Sendeverstärker 26 verstärkt und über die Sendeantenne 27 abgestrahlt.

25 Figur 4b zeigt den zugehörigen Empfänger, der das von dem in Figur 4a dargestellten Sender abgestrahlte Signal über eine Antenne 28 empfängt und zunächst in einem Vorverstärker 29 verstärkt und in einem Bandpaßfilter 30 von solchen Störsignalen befreit, deren Frequenz außerhalb des Übertragungsbandes liegt.

30 Anschließend wird das empfangene Signal über ein Koppellement 31 zwei Dispersionsfiltern 32, 33 zugeführt. Das frequenzabhängige Laufzeitverhalten der beiden empfängerseiti-

gen Dispersionsfilter 32, 33 ist hierbei jeweils paarweise an das frequenzabhängige Laufzeitverhalten der beiden sendeseitig angeordneten Dispersionsfilter 22, 23 in der Weise angepaßt, daß sich die spektralen Signalanteile des empfangenen Signals am Ausgang eines der beiden Dispersionsfilter 32 bzw. 33 zu einem Impuls mit erhöhter Amplitude addieren, während am Ausgang des anderen Dispersionsfilters 33 bzw. 32 ein zeitlich expandierter Impuls erscheint.

Aus den Figuren 6a und 6b ist ersichtlich, daß die Ausgangssignale g_{10} bzw. g_{11} der Dispersionsfilter 32, 33 jeweils aus einer Folge von Trägerfrequenzimpulsen mit einer si-förmigen Hüllkurve bestehen.

Die am Ausgang der beiden Dispersionsfilter 32, 33 erscheinenden Signale g_{10} bzw. g_{11} werden anschließend jeweils einem Demodulator 34, 35 zugeführt, der die Signale g_{10} bzw. g_{11} von der Trägerschwingung befreit und jeweils nadelförmige Impulse erzeugt, wie aus Figur 6c bzw. 6d ersichtlich.

Während die Nadelimpulse am Ausgang des einen Demodulators 34 jeweils einem High-Pegel des Eingangssignals g_4 entsprechend, kennzeichnen die am Ausgang des anderen Demodulators 35 erscheinenden Nadelimpulse jeweils einen Low-Pegel des Eingangssignals g_4 .

Um aus diesen beiden Signalen g_{12} , g_{13} das ursprüngliche Eingangssignal g_4 zurückzugewinnen, werden die beiden Signale g_{12} , g_{13} zur Triggerung einem Taktgeber 36 zugeführt, der ein Taktsignal erzeugt, welches die Taktrate des ursprünglichen Eingangssignals g_4 wiedergibt. Dieses Taktsignal wird zusammen mit den Ausgangssignalen g_{12} , g_{13} der beiden Demodulatoren 34, 35 dem Dekoder 37 zugeführt, der das ursprüngliche Ausgangssignale g_4 bzw. g_{14} zurückgewinnt, wie aus Figur 6e ersichtlich ist.

Figur 7 zeigt eine abgewandelte Form des in Figur 4b dargestellten Empfängers mit einer Rauschunterdrückungsschaltung 38, die auch mit anderen Empfängern für derartige Chirp-Signale kombiniert werden kann. Wegen der weitgehenden
5 Übereinstimmung dieses Empfängers mit dem in Figur 4b dargestellten Empfänger sind funktionsgleiche Bauelemente in beiden Figuren mit denselben Bezugszeichen versehen.

Wie bei dem bereits vorstehend beschriebenen Empfänger wird das senderseitig gechirpte Signal über die Antenne 15 aufgenommen und zunächst einem Eingangsverstärker 29 sowie einem Bandpaßfilter 30 zugeführt, das auf die Trägerfrequenz
10 abgestimmt ist und somit außerhalb des Übertragungsbandes liegende Störsignale ausfiltert. Anschließend wird das Signal der Rauschunterdrückungsschaltung 38 zugeführt und von
15 dieser zunächst auf zwei parallele Zweige aufgeteilt, in denen jeweils zwei zueinander inverse Dispersionsfilter 39, 44 bzw. 40, 43 in Reihe geschaltet sind. Bei einer aktiven Übertragung sowohl eines logischen LOW-Pegels als auch eines logischen HIGH-Pegels ist also eines der beiden ein-
20 gangsseitig angeordneten Dispersionsfilter 39 bzw. 40 derart angepaßt, daß am Ausgang dieses Dispersionsfilters 39 bzw. 40 ein zeitlich komprimierter Impuls erscheint. Am Ausgang des anderen Dispersionsfilters 39 bzw. 40 erscheint dagegen ein auf die doppelte Länge zeitlich expandierter
25 Impuls. Die beiden Analogschalter 41, 42 unterbrechen jedoch den Signalfluß in den beiden Zweigen symmetrisch um die Mitte des komprimierten Impulses, so daß der zeitlich komprimierte Impuls unterdrückt wird und lediglich der zeitlich expandierte Impuls im anderen Zweig übrig bleibt.
30 Die Ansteuerung der Analogschalter 41, 42 erfolgt hierbei durch die Synchronisierungsschaltung 46, die von dem Taktgeber 36 angesteuert wird und somit den Takt des Ausgangs-

signals und damit den Übertragungstakt vorgibt. Die nachfolgenden Dispersionsfilter 43, 44 erzeugen aus dem zeitlich expandierten Impuls dann wieder den ursprünglichen Impuls mit der ursprünglichen Länge und entsprechend auch
5 mit der ursprünglichen Amplitude. Diese Impulse werden dann auf den Subtrahierer 45 geleitet, an dessen Ausgang somit im wesentlichen der ursprüngliche Impuls erscheint.

Anders liegen die Verhältnisse dagegen bei dem Rauschen, das durch die störungsbehaftete Übertragungsstrecke verursacht wird und zusammen mit dem Nutzsignal vom Empfänger
10 aufgenommen wird. Dieses Rauschen wird zunächst durch die Dispersionsfilter 39, 40 in unterschiedlicher Richtung verschoben. Die nachgeschalteten Dispersionsfilter 43, 44 machen diese Verschiebung jedoch wieder rückgängig, so daß
15 das Eingangsrauschen in den beiden Zweigen bis auf den sehr kurzen, von den Analogschaltern 41, 42 ausgeschnittenen Teil rekonstruiert wird. Die Differenzbildung durch den Subtrahierer 45 führt deshalb zu einer nahezu weitgehenden Unterdrückung des empfängerseitig aufgenommenen Rauschens.

20 Die weitere Verarbeitung des derart aufbereiteten Signals erfolgt dann wie in der Beschreibung zu Figur 4b ausgeführt.

Der in Figur 8 dargestellte Empfänger unterscheidet sich von dem vorstehend beschriebenen und in Figur 7 dargestellten Empfänger im wesentlichen durch den Aufbau und die Ansteuerung der Rauschunterdrückungsschaltung 47. Wegen der
25 somit vorhandenen weitgehenden Übereinstimmung der beiden Schaltungen sind funktionsgleiche Bauelemente bzw. Baugruppen in Figur 7 und 8 durch dieselben Bezugszeichen gekennzeichnet.
30

Wie auch bei dem in Figur 7 dargestellten Empfänger werden die gechirpten Impulse über die Antenne 28 aufgenommen und zunächst einem Eingangsverstärker 29 und einem Bandpaßfilter 30 zugeführt, das auf die Trägerfrequenz abgestimmt ist und somit außerhalb des Übertragungsbandes liegende Störsignale ausfiltert.

Anschließend wird das Signal der Rauschunterdrückungsschaltung 47 zugeführt, die das Signal zunächst auf zwei parallele Zweige aufteilt, in denen jeweils zwei zueinander inverse Dispersionsfilter 48, 52 bzw. 49, 53 in Reihe geschaltet angeordnet sind. Am Ausgang der Rauschunterdrückungsschaltung 47 werden die beiden Zweige von dem Subtrahierer 54 zusammengeführt, wodurch das Rauschen in dem empfangenen Signal aufgrund der Differenzbildung nahezu vollständig unterdrückt wird.

Im Gegensatz dazu wird das gechirpte Signal durch die Differenzbildung im Subtrahierer 54 nicht aufgehoben, so daß sich der Signal/Rauschabstand wesentlich erhöht. Die eingangsseitig angeordneten Dispersionsfilter 48, 49 sind hierbei derart an die senderseitig erzeugten gechirpten Signale angepaßt, daß am Ausgang einer der Dispersionsfilter 48, 49 ein zeitlich komprimierter Impuls mit entsprechend erhöhter Amplitude erscheint, während am Ausgang des anderen Dispersionsfilters 49, 48 ein zeitlich expandierter Impuls mit entsprechend verringerter Amplitude erscheint. Der Signalfluß in den beiden Zweigen wird nun jeweils beim Erscheinen des komprimierten Impulses - wie noch detailliert beschrieben wird - durch die Multiplizierer 50, 51 synchron unterbrochen, so daß der komprimierte Impuls unterdrückt wird und lediglich der zeitlich expandierte Impuls bis auf die vernachlässigbare kurzfristige Ausschneidung erhalten

bleibt. Durch die nachgeschalteten Dispersionsfilter 52, 53 wird dann aus dem zeitlich expandierten Impuls wieder der ursprüngliche Impuls erzeugt, so daß am Ausgang des Subtrahierers 54 im wesentlichen das ursprünglich empfangene Signal mit einem wesentlich verbesserten Signal/Rauschabstand erscheint.

Die Ansteuerung der Multiplizierer 50, 51 erfolgt in fester Synchronisation zum Übertragungstakt, um das Signal in den beiden Zweigen der Rauschunterdrückungsschaltung 47 jeweils exakt beim Erscheinen des zeitlich komprimierten Impuls unterdrücken zu können. Hierzu weist der Empfänger eine Synchronisationsschaltung 57 auf, die eingangsseitig zur Synchronisation mit dem Taktgeber 36 verbunden ist. Über einen nachgeschalteten Pulsformer 56 und ein Tiefpaßfilter 55 werden dann invertierte, mit der Spitze zu Null liegende Spaltimpulse mit der Amplitude 1 erzeugt, die den Multiplizierern 50, 51 zugeführt werden. Die Multiplizierer 50, 51 multiplizieren die Signale in den beiden Zweigen der Rauschunterdrückungsschaltung 47 also entweder mit Null oder mit Eins, was entsprechend entweder zu einer Unterdrückung des Signals führt oder das Signal im wesentlichen unverändert passieren läßt. Die Multiplizierer 50, 51 haben hier also die gleiche Wirkung wie die Schaltelemente 41, 42 in der zuvor beschriebenen Variante der Rauschunterdrückungsschaltung 38.

Die Erfindung beschränkt sich in ihrer Ausführung nicht auf die vorstehend angegebenen bevorzugten Ausführungsbeispiele. Vielmehr ist eine Anzahl von Varianten möglich, welche von der dargestellten Lösung auch bei grundsätzlich anders gearteten Ausführungen Gebrauch macht. Die hier dar-

gestellten Ausführungsbeispiele sind dabei lediglich als Grundformen eines breiten Spektrums von Lösungen anzusehen.

Die Figuren 9a und 9b illustrieren die mit der Erfindung
5 erzielbare Verbesserung des Signal/Rausch-Verhältnisses für verschiedene Dehnungsfaktoren $\psi = T_r/\delta$ mit T_r als mittlerer Zeitdauer eines mittels des "Chirp"-Verfahrens bearbeiteten Sendeimpulses und δ als mittlerer Zeitdauer des im Empfänger komprimierten Impulses. Fig. 9a stellt die Abhängigkeit
10 des Signal/Rausch-Verhältnisses $(S+N)/N$ am Empfängeranfang von S/N am Empfängereingang und Fig. 9b die Abhängigkeit der auf $\psi = 1$ normierten Abhängigkeiten $(S+N)/N = f(S/N)$ - d.h. der Grad der Verbesserung in Abhängigkeit vom ursprünglichen Signal/Rausch-Verhältnis - dar, wobei für ψ
15 jeweils Werte im Bereich von 1 bis 160 als Parameter gewählt sind.

Die Figuren verdeutlichen, daß die erreichbare Verbesserung mit zunehmender Impuls"dehnung"/-kompression größer wird und für kleine ursprüngliche Signal/Rauschabstände besonders
20 deutlich ausfällt. Dies dokumentiert nachdrücklich, daß das Verfahren besonders in stark gestörten Umgebungen und/oder bei großen Übertragungreichweiten und/oder für geringe Sendeleistungen vorteilhaft einsetzbar ist.

* * * * *

Ansprüche

1. Verfahren zur drahtlosen Übertragung einer Nachricht, insbesondere für die mobile Kommunikation, bei dem ein Eingangssignal (s_1 , g_1) in einem Sender (2 bis 8; 16 bis 26) einer Modulation unterworfen wird und über einen Übertragungskanal zu einem Empfänger (11 bis 15; 29 bis 57) gelangt, wobei
im Sender die Nachricht tragende, ein Frequenzspektrum aufweisende, winkelmodulierte Impulse derart erzeugt werden, daß diese im Empfänger mittels eines Filters (13, 32, 33 mit frequenzabhängiger differentieller Laufzeit, auch Gruppenlaufzeit genannt, derart zeitlich komprimierbar sind, daß Impulse mit gegenüber den ausgesandten Impulsen verkürzter Dauer und erhöhter Amplitude entstehen, und
mindestens ein Teil der Nachricht im Sender mittels einer weiteren, von der Winkelmodulation unabhängigen Modulation den Impulsen aufgeprägt und/oder zur Steuerung eines im Empfänger erfaßbaren Parameters der Winkelmodulation benutzt wird.
2. Verfahren nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, daß die Winkelmodulation und das weitere Modulationsverfahren mindestens annähernd orthogonale Modulationsarten sind.
3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, **dadurch gekennzeichnet**, daß die Impulse entsprechend einer vorgegebenen Filtercharakteristik gefiltert werden, wobei die senderseitige Winkelmodulation und das empfängerseitige Gruppenlauf-

zeitverhalten des Dispersionsfilters (13; 32, 33) derart aufeinander abgestimmt sind, daß Signalanteile der winkelmodulierten Impulse (s_e) des Ausgangssignals (s_g, g_{11}) aufgrund der frequenzabhängig unterschiedlichen Signallaufzeit
5 des Dispersionsfilters (13, 32, 33) an dessen Ausgang im wesentlichen koinzident und infolge der Überlagerung mit gegenüber dem Eingang erhöhter Amplitude erscheinen.

4. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet**, daß das Eingangssignal (g_1) eine
10 Trägerfrequenz aufweist, die im Sender (16 bis 26) jeweils impulsweise der Winkelmodulation unterworfen wird.

5. Verfahren nach Anspruch 4, **dadurch gekennzeichnet**, daß die Modulationscharakteristik der Winkelmodulation die zeitliche Änderung des Phasenwinkels jeweils während der
15 Dauer eines Impulses bestimmt,

daß insbesondere die Amplitude der winkelmodulierten Impulse zur Aufprägung der im Eingangssignal (s_1) enthaltenen Nachricht in Abhängigkeit vom Eingangssignal (s_1) genutzt wird,

20 daß das Gruppenlaufzeitverhalten des Dispersionsfilters (13) im Empfänger (11 bis 15) Frequenz-Zeit-Charakteristik der Sendeimpulse komplementär ist und

daß die Amplitude der von dem Dispersionsfilter (13) komprimierten Impulse zur Rückgewinnung der in dem Eingangssignal (s_1) enthaltenen Nachricht mittels eines Detektors
25 (14, 15), insbesondere eines Amplitudendemodulators, ausgewertet wird.

6. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet**, daß das weitere, die Nachricht aufprägende Modulationsverfahren insbesondere eine Pulspositionsmodulation (PPM), wahlweise auch eine Pulsmodulation (PCM) oder eine differentielle Pulsmodulation (DPCM) oder eine Pulsdeltamodulation (PDM) oder eine Modifikation eines oder mehrerer dieser Modulationsverfahren, ist.

7. Verfahren nach einem der Ansprüche 3 bis 6, **dadurch gekennzeichnet**, daß die im Sender winkelmodulierten Impulse im Empfänger (29 bis 37) einem Dispersionsfilterpaar (32, 33) zugeführt werden, wobei die Dispersionsfilter (32, 33) des Paares unterschiedliches Gruppenlaufzeitverhalten aufweisen, das an die Modulationscharakteristik jeweils paarweise derart angepaßt ist, daß die Signalanteile der Impulse am Ausgang nur eines der Dispersionsfilter (32, 33) mit Amplitudenerhöhung erscheinen, während bei dem jeweils anderen Dispersionsfilter (32, 33) eine gleichartige Amplitudenerhöhung nicht stattfindet, und daß die Amplituden am Ausgang der Dispersionsfilter (13; 32, 33) mittels eines Detektors (14, 15; 34, 35) vergleichend ausgewertet werden.

8. Verfahren nach Anspruch 7, **dadurch gekennzeichnet**, daß sich während der Pulsdauer der pulsmodulierten Signale der Winkel - die Frequenz oder die Phase - der Trägerfrequenz linear mit der Zeit von einer unteren Frequenz oder Phasenlage zu einer oberen Frequenz oder Phasenlage bzw. umgekehrt monoton ändert und daß das Dispersionsfilter im Empfänger ein komplementäres lineares Verhalten aufweist.

9. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet**, daß die Modulationscharakteristik für die einzelnen Impulse einer Folge von Impulsen unterschiedlich gewählt ist derart, daß die Unterschiede einen
5 Teil der Nachricht ausdrücken.

10. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet**,
daß zur Anpassung von Sender (2 bis 8, 16 bis 26) und Empfänger (11 bis 15, 29 bis 37) während eines Anpassungs-
10 vorgangs zum Abgleich ein vorgegebenes digitales Referenzsignal als Eingangssignal (s_1 , g_4) übertragen wird,
daß während des Anpassungsvorgangs die Amplitude oder die Impulsdauer des Ausgangssignals (s_7 , g_{10} , g_{11}) des empfängerseitigen Dispersionsfilters (13, 32, 33) gemessen und
15 die senderseitig verwendete Modulationscharakteristik oder das Gruppenlaufzeitverhalten des empfängerseitigen Dispersionsfilters (13, 32, 33) verändert wird, bis die Impulsdauer einen Minimalwert bzw. die Amplitude einen Maximalwert annimmt.

20 11. Verfahren nach einem der Ansprüche 7 bis 10, **dadurch gekennzeichnet**,

daß der Signalfluß im Empfänger in zwei parallele Zweige mit jeweils zwei Dispersionsfiltern (39, 44, 40, 43) mit zueinander inversen Gruppenlaufzeitcharakteristiken aufgeteilt wird,
25

daß der Signalfluß in den beiden Zweigen jeweils während eines Impulses für einen vorgegebenen Zeitraum durchge-

schaltet oder unterbrochen wird, wobei die Unterbrechung bzw. Durchschaltung synchron zum Übertragungsstakt erfolgt und

daß die beiden Zweige ausgangsseitig durch einen Subtrahierer (45) zusammengeführt werden.

12. Sender- und Empfänger-Anordnung zur Durchführung des Verfahrens nach einem der vorhergehenden Ansprüche, mit einem Sender (2 bis 8, 16 bis 26) zur Aufnahme und Übertragung eines Eingangssignals (s_1 , g_4), wobei der Sender (2 bis 8, 16 bis 26) zur Winkelmodulation des Eingangssignals (s_1 , g_4) einen ersten Modulator (2 bis 6, 16 bis 24) aufweist sowie

einem Empfänger (11 bis 15, 29 bis 37), der zur Rückgewinnung des Eingangssignals (s_1 , g_4) einen Demodulator (14, 15, 31 bis 37) aufweist,

dadurch gekennzeichnet,

daß der erste Modulator (2 bis 6, 16 bis 24) winkelmodulierte Impulse entsprechend einer Modulationscharakteristik erzeugt, welche die zeitliche Änderung der Winkel oder Phasenlage jeweils während der Dauer eines Impulses bestimmt,

daß der erste Modulator (2 bis 6, 16 bis 24) zur Aufnahme des Eingangssignals (s_1 , g_4) und zur Einstellung der Modulationscharakteristik in Abhängigkeit von dem Eingangssignal (s_1 , g_4) einen Steuereingang aufweist

25 und/oder daß der Sender (2 bis 8, 16 bis 26) zur zusätzlichen Modulation der winkelmodulierten Impulse in Abhängigkeit vom Eingangssignal (s_1 , g_4) einen zweiten Modulator (4) aufweist,

daß der Empfänger (11 bis 15, 29 bis 37) zur Filterung der senderseitig entsprechend der vorgegebenen Modulationscharakteristik winkelmodulierten Impulse mindestens ein Dispersionsfilter (13, 32, 33), insbesondere ein Oberflächenwellenfilter, mit einem vorgegebenen Gruppenlaufzeitverhalten aufweist,

daß das Gruppenlaufzeitverhalten des Dispersionsfilters (13, 32, 33) zur Amplitudenerhöhung des Ausgangssignals (s_9 , g_{14}) derart an die senderseitig verwendete Modulationscharakteristik angepaßt ist, daß die Signalanteile der entsprechend dieser Modulationscharakteristik winkelmodulierten Impulse aufgrund der frequenzabhängig unterschiedlichen Signallaufzeit durch das Dispersionsfilter (13, 32, 33) an dessen Ausgang zeitlich komprimiert und mit einer Amplitudenüberhöhung erscheinen.

13. Anordnung nach Anspruch 12, **dadurch gekennzeichnet**, daß der erste Modulator (16 bis 24) winkelmodulierte Impulse erzeugt, wobei die Winkelmodulation in Abhängigkeit von dem am Steuereingang anliegenden Eingangssignal (g_4) entweder entsprechend einer vorgegebenen ersten Modulationscharakteristik oder entsprechend einer vorgegebenen zweiten Modulationscharakteristik erfolgt,

daß der Empfänger (29 bis 37) zwei parallelgeschaltete Dispersionsfilter (32, 33) aufweist, wobei das unterschiedliche Gruppenlaufzeitverhalten der beiden Dispersionsfilter (32, 33) und die erste und zweite Modulationscharakteristik derart aneinander angepaßt sind, daß am Ausgang genau eines der beiden Dispersionsfilter (32, 33) die Signalanteile der

winkelmodulierten Impulse zeitlich komprimiert und mit einer Amplitudenerhöhung erscheinen.

14. Anordnung nach Anspruch 12 oder 13, **dadurch gekennzeichnet,**

5 daß der senderseitige erste Modulator (16 bis 24) zur Erzeugung der entsprechend den beiden Modulationscharakteristiken winkelmodulierten Impulse jeweils ein Dispersionsfilter (22, 23) aufweist,

10 daß die in dem ersten Modulator (16 bis 24) angeordneten Dispersionsfilter (22, 23) eingangsseitig über ein steuerbares Schaltelement (21) mit einer Signalquelle (16 bis 20) verbunden sind, welche ein Hochfrequenzsignal (g_3) mit einer im wesentlichen si-förmigen Hüllkurve erzeugt,

15 daß das Schaltelement (21) zur Ansteuerung durch das Eingangssignal (g_4) mit dem Steuereingang des Modulators (16 bis 24) verbunden ist.

15. Anordnung nach Anspruch 12 oder 13, **dadurch gekennzeichnet,**

20 daß der erste Modulator (2 bis 6) winkelmodulierte Impulse erzeugt, wobei die Winkelmodulation unabhängig vom Eingangssignal (s_1) entsprechend einer vorgegebenen Modulationscharakteristik erfolgt, welche die zeitliche Änderung der Frequenz jeweils während der Dauer eines Impulses bestimmt,

25 daß der senderseitige zweite Modulator (4) zur Aufprägung der in dem Eingangssignal (s_1) enthaltenen Nachricht ein Amplitudenmodulator (4) ist, welcher die Amplitude der win-

kelmodulierten Impulse in Abhängigkeit von dem Eingangssignal (s_1) vorgibt,

daß der Empfänger (11 bis 15) zur Filterung der senderseitig entsprechend der vorgegebenen Modulationscharakteristik
5 winkelmodulierten Impulse genau ein Dispersionsfilter (13) mit einem vorgegebenen Gruppenlaufzeitverhalten aufweist, welches derart an die senderseitig verwendete Modulationscharakteristik angepaßt ist, daß die Signalanteile jedes
10 winkelmodulierten Impulses am Ausgang des Dispersionsfilters (13) zeitlich komprimiert und mit einer Amplitudenerhöhung erscheinen, und

daß dem Dispersionsfilter (13) zur Rückgewinnung der in dem Eingangssignal (s_1) enthaltenen Nachricht ein Detektor (14, 15) nachgeschaltet ist.

15 16. Anordnung nach einem der Ansprüche 12 bis 15, **dadurch gekennzeichnet**, daß Sender (2 bis 8, 16 bis 26) und Empfänger (11 bis 15, 29 bis 37) zur Ermöglichung eines wechselseitigen Sende- und Empfangsbetriebs jeweils korrespondierende, im wesentlichen baugleiche Baugruppen zur Modulation
20 bzw. Demodulation aufweisen, die jeweils mindestens ein Dispersionsfilter (6, 13, 22, 23, 32, 33) enthalten.

17. Anordnung nach einem der Ansprüche 12 bis 16, **dadurch gekennzeichnet**,

daß der Empfänger (11 bis 15, 29 bis 37) ausgangsseitig ein
25 Meßgerät aufweist zur Messung der Amplitude und/oder der Impulsdauer des Ausgangssignals (s_9 , g_{14}) und

daß im Empfänger (11 bis 15, 29 bis 37) ein Stellglied vorgesehen ist zur Einstellung des Gruppenlaufzeitverhaltens des Dispersionsfilters (13, 32, 33), das, insbesondere über eine mit dem Meßgerät verbundene Steuereinheit, derart
5 angesteuert wird, daß die Amplitude des Ausgangssignals einen Maximalwert bzw. die Impulsdauer des Ausgangssignals einen Minimalwert annimmt..

18. Anordnung nach einem der Ansprüche 12 bis 17, **dadurch gekennzeichnet**, daß der Empfänger eine Rausch-
10 unterdrückungsschaltung (38, 47) aufweist, die im wesentlichen aus zwei parallel geschalteten Zweigen besteht, die ausgangsseitig mit den Eingängen eines Subtrahierers (45, 54) verbunden sind und in denen jeweils zwei Dispersionsfilter (39, 44, 40, 43, 48, 52, 49, 53) mit zueinander in-
15 versen Gruppenlaufzeitcharakteristiken in Reihe geschaltet sind, wobei in jedem der beiden Zweige zwischen den beiden Dispersionsfiltern (39, 44, 40, 43, 48, 52, 49, 53) zur Steuerung des Signalflusses ein Steuerelement (41, 42, 50, 51) angeordnet ist, das zur Synchronisation der Signalfluß-
20 steuerung mit dem Übertragungstakt mit einer Synchronisierungsschaltung (46, 55 bis 57) verbunden ist.

19. Anordnung nach Anspruch 18, **dadurch gekennzeichnet**, daß das Steuerelement ein Multiplizierer (50, 51) ist, der
eingangsseitig mit dem vorgeschalteten Dispersionsfiltern
25 (48, 49) und zur zeitgesteuerten Unterbrechung oder Freischaltung des Signalflusses mit der Synchronisierungsschaltung (55 bis 57) verbunden ist.

* * * * *

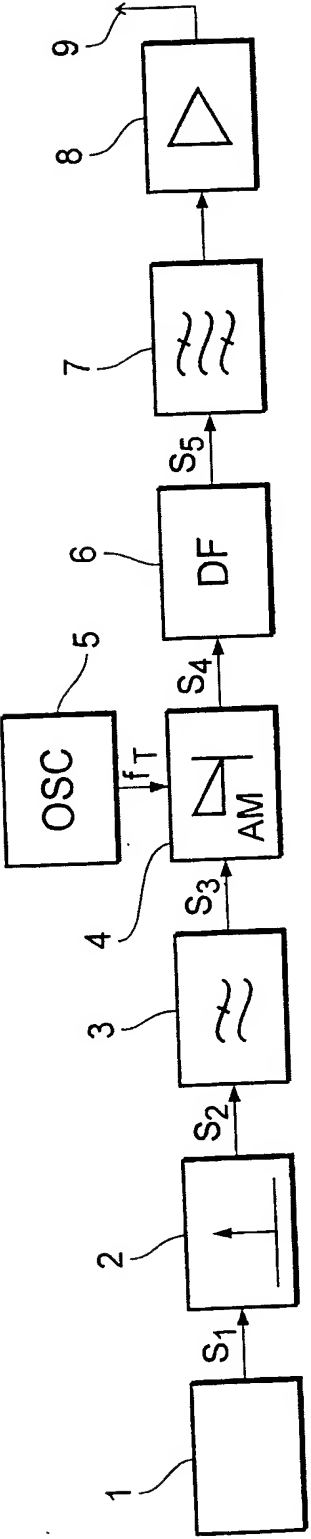


Fig.1a

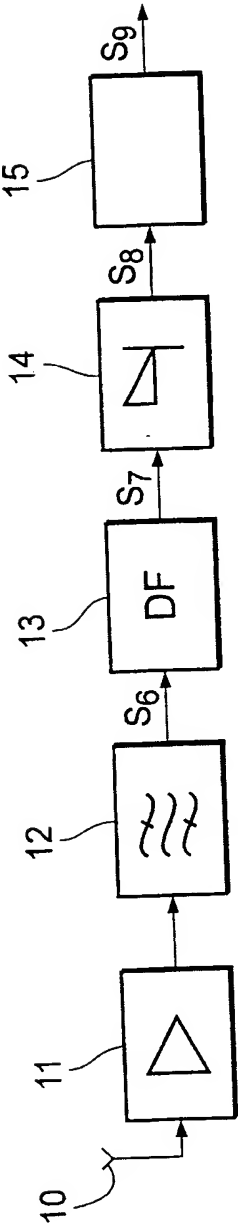


Fig.1b

2/11

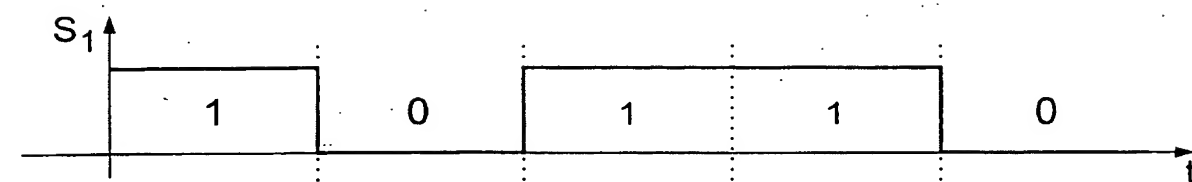


Fig. 2a

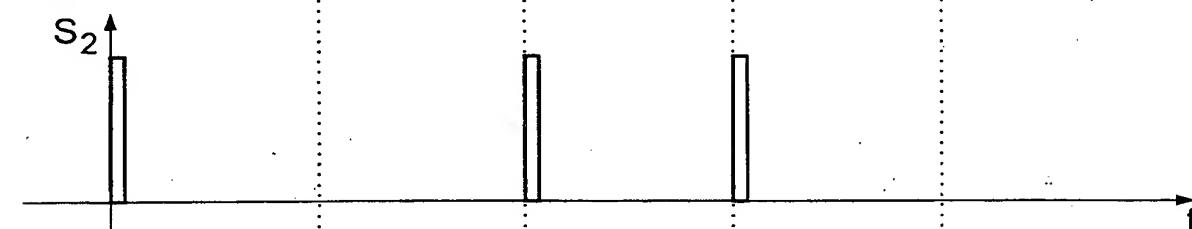


Fig. 2b

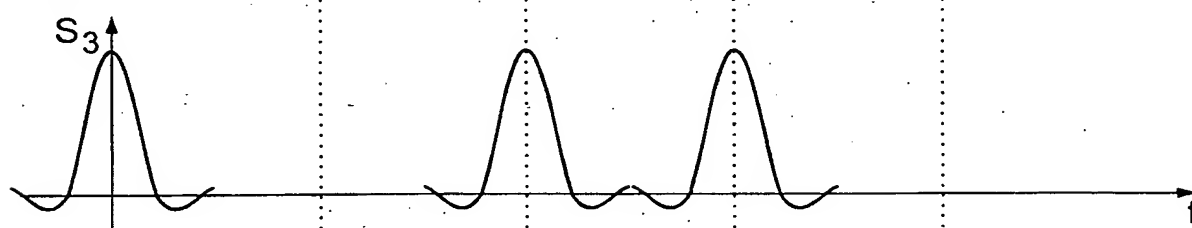


Fig. 2c

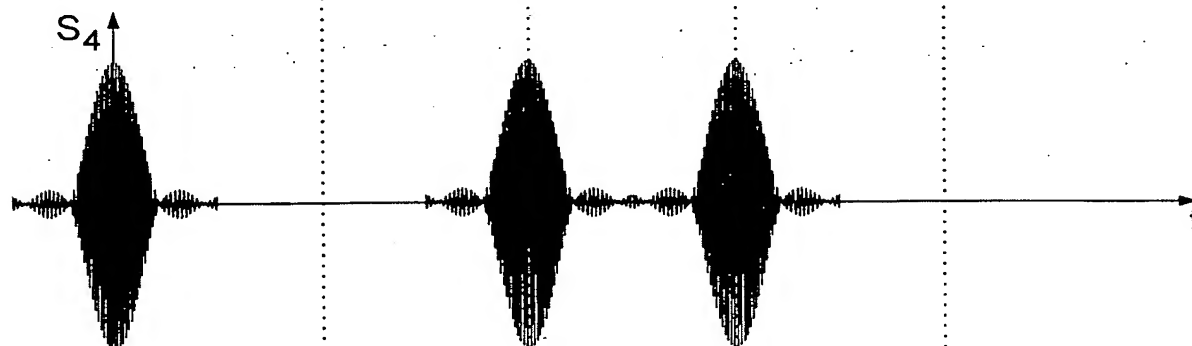


Fig. 2d

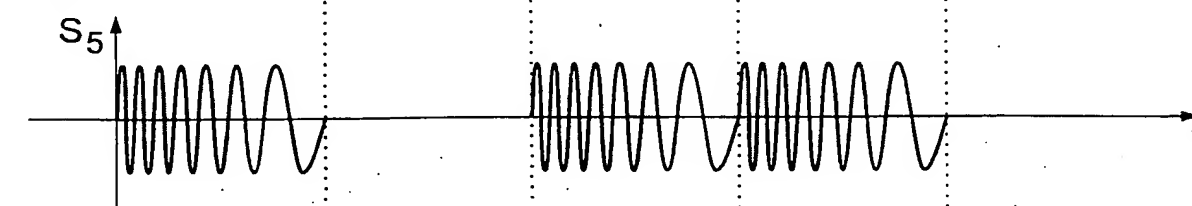


Fig. 2e

3/11

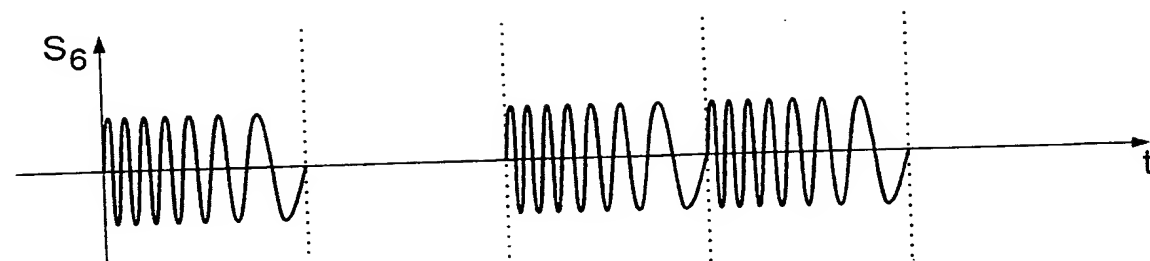


Fig. 3a

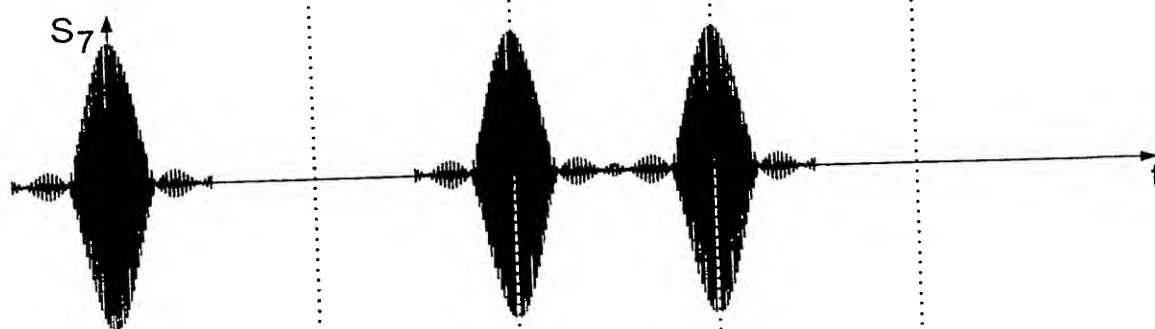


Fig. 3b

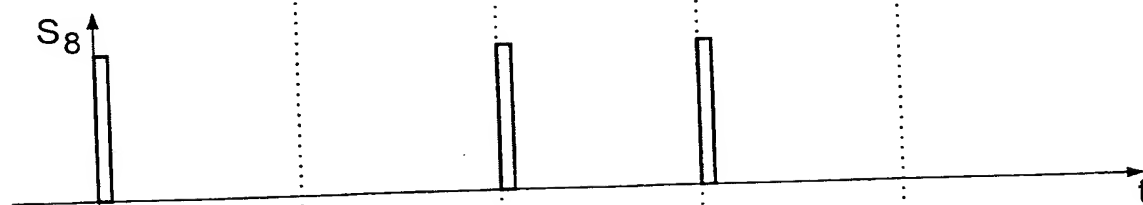


Fig. 3c

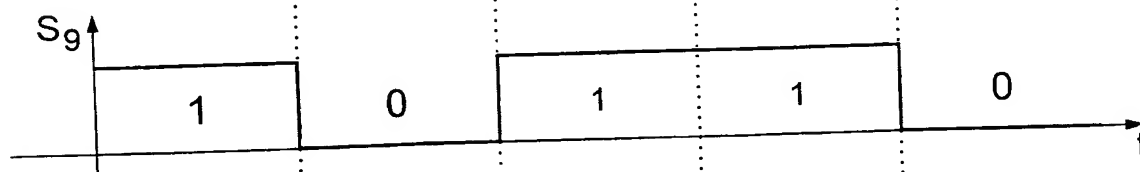
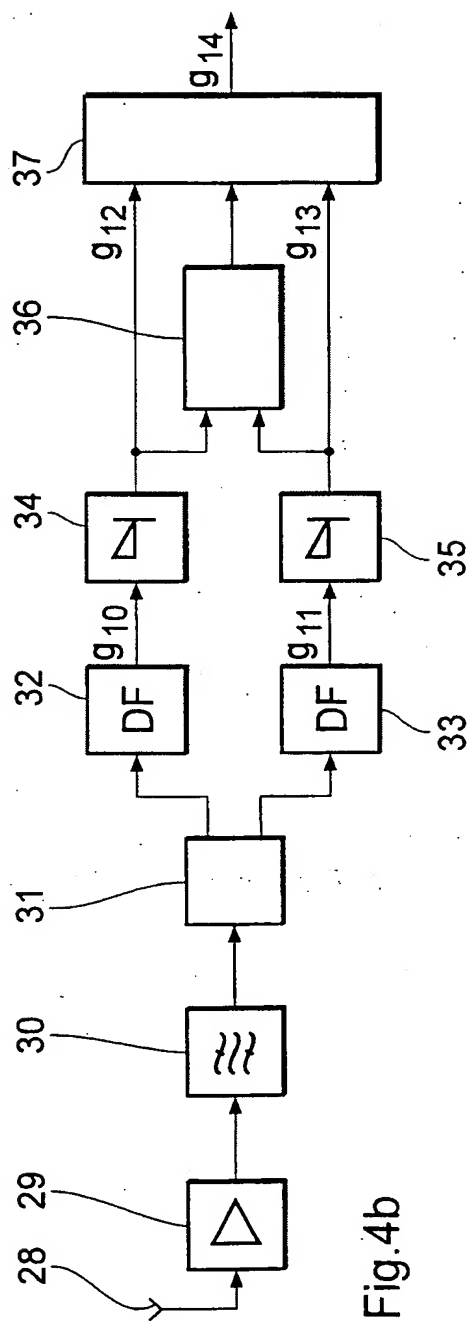
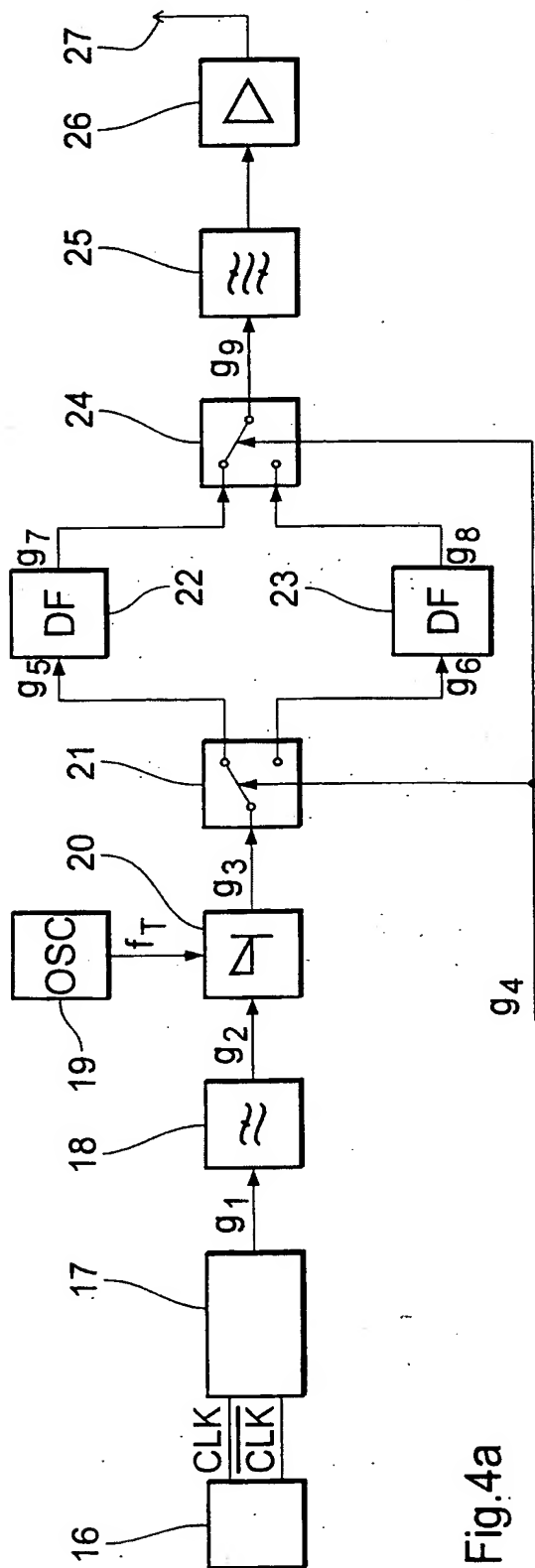


Fig. 3d



5/11

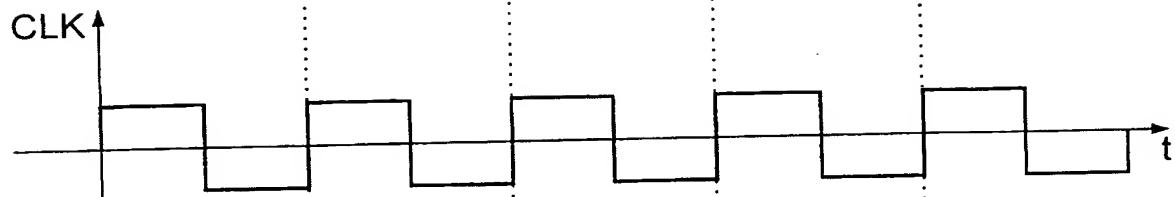


Fig.5a

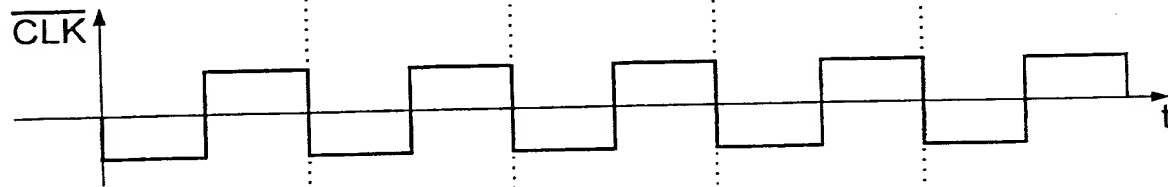


Fig.5b

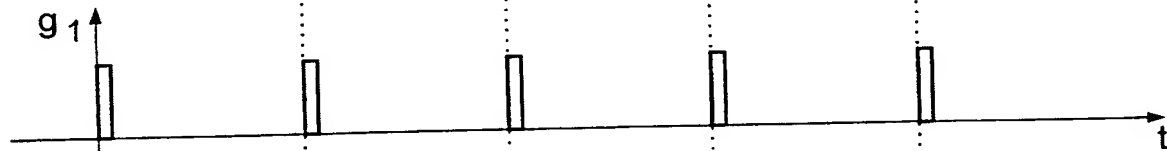


Fig.5c

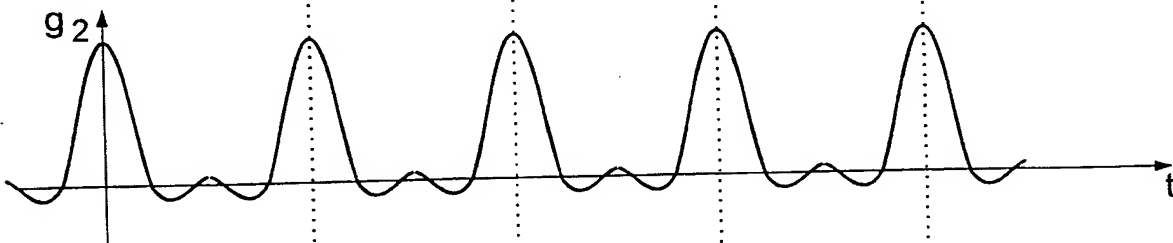


Fig.5d

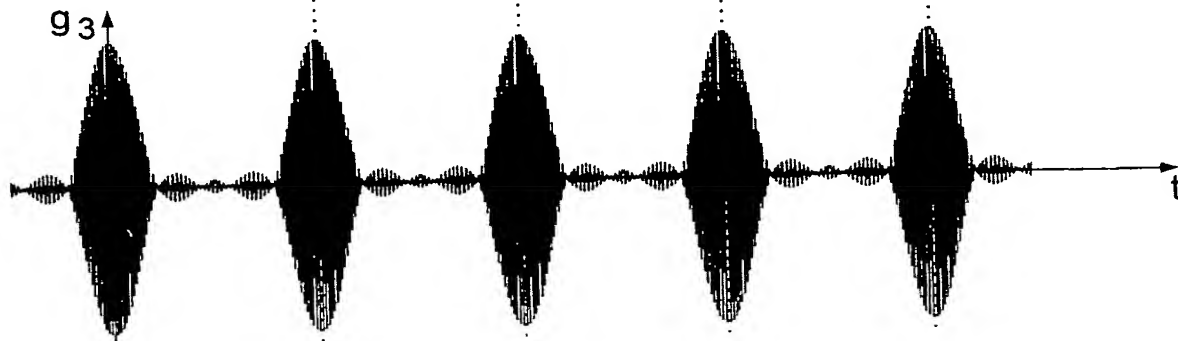


Fig.5e

6/11

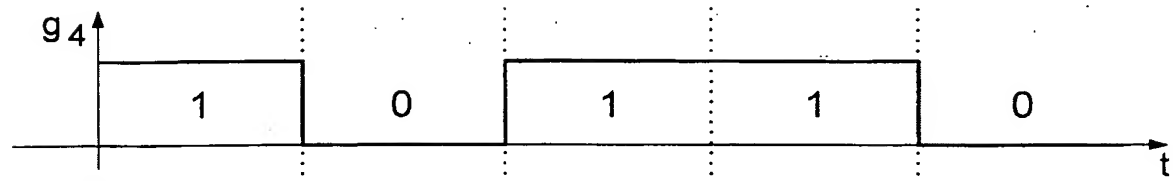


Fig.5f

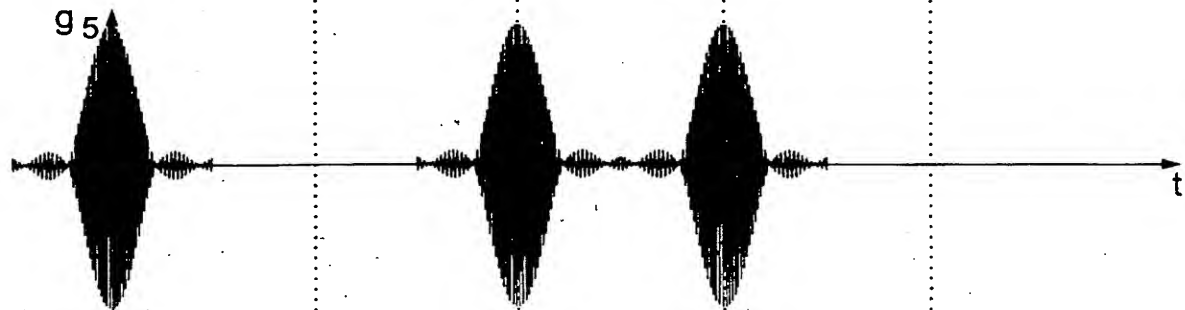


Fig.5g

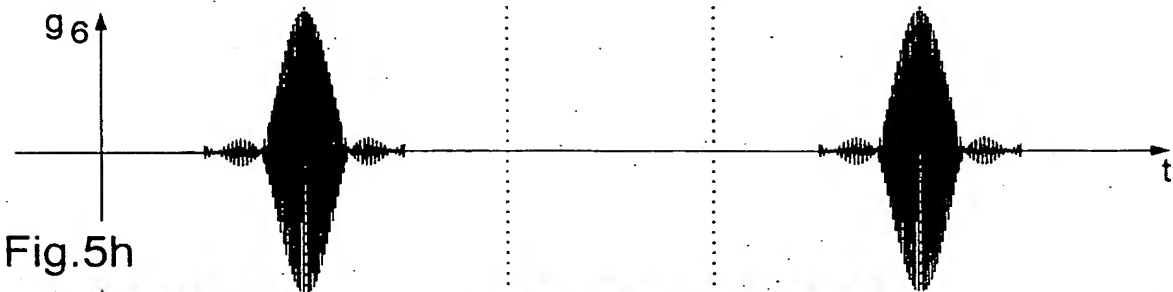


Fig.5h

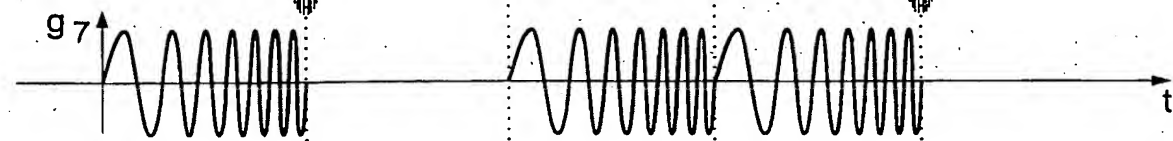


Fig.5i

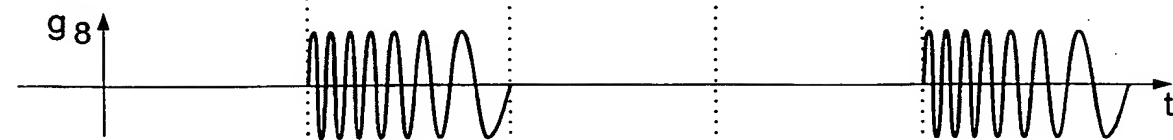


Fig.5j

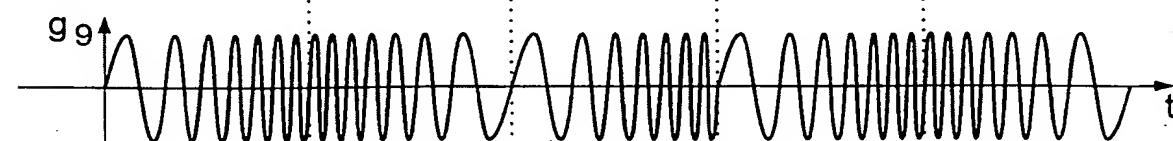


Fig.5k

7/11

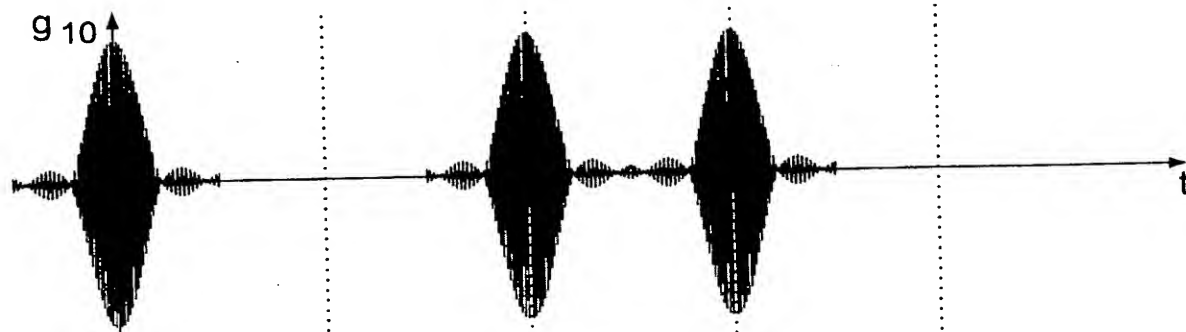


Fig. 6a

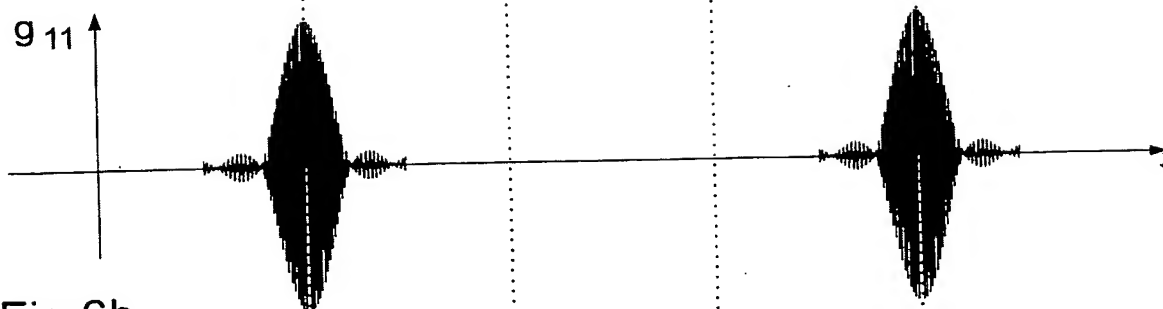


Fig. 6b

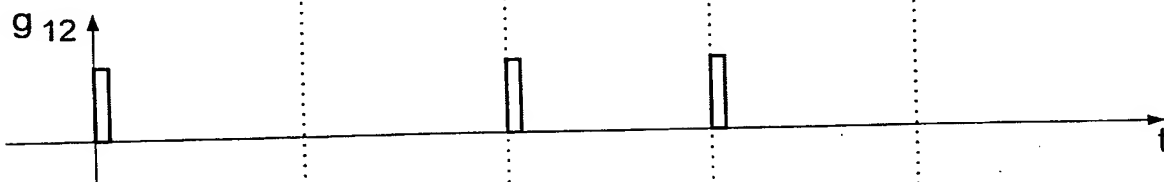


Fig. 6c

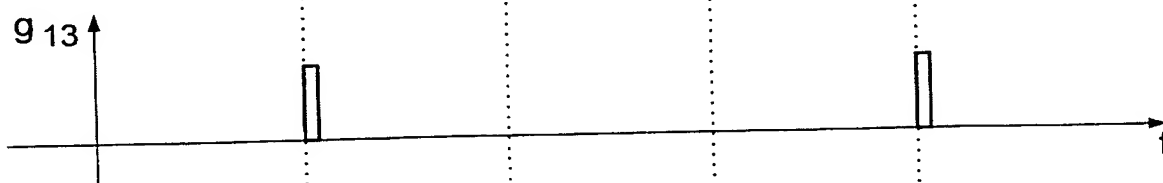


Fig. 6d

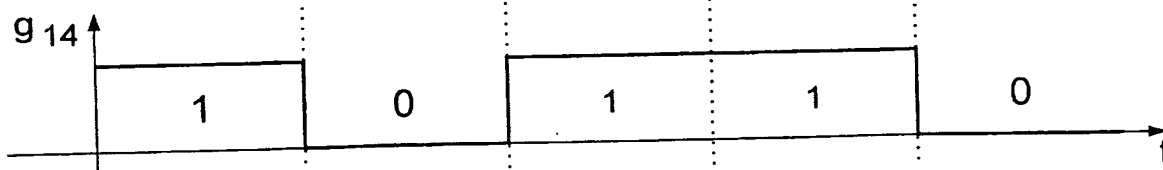


Fig. 6e

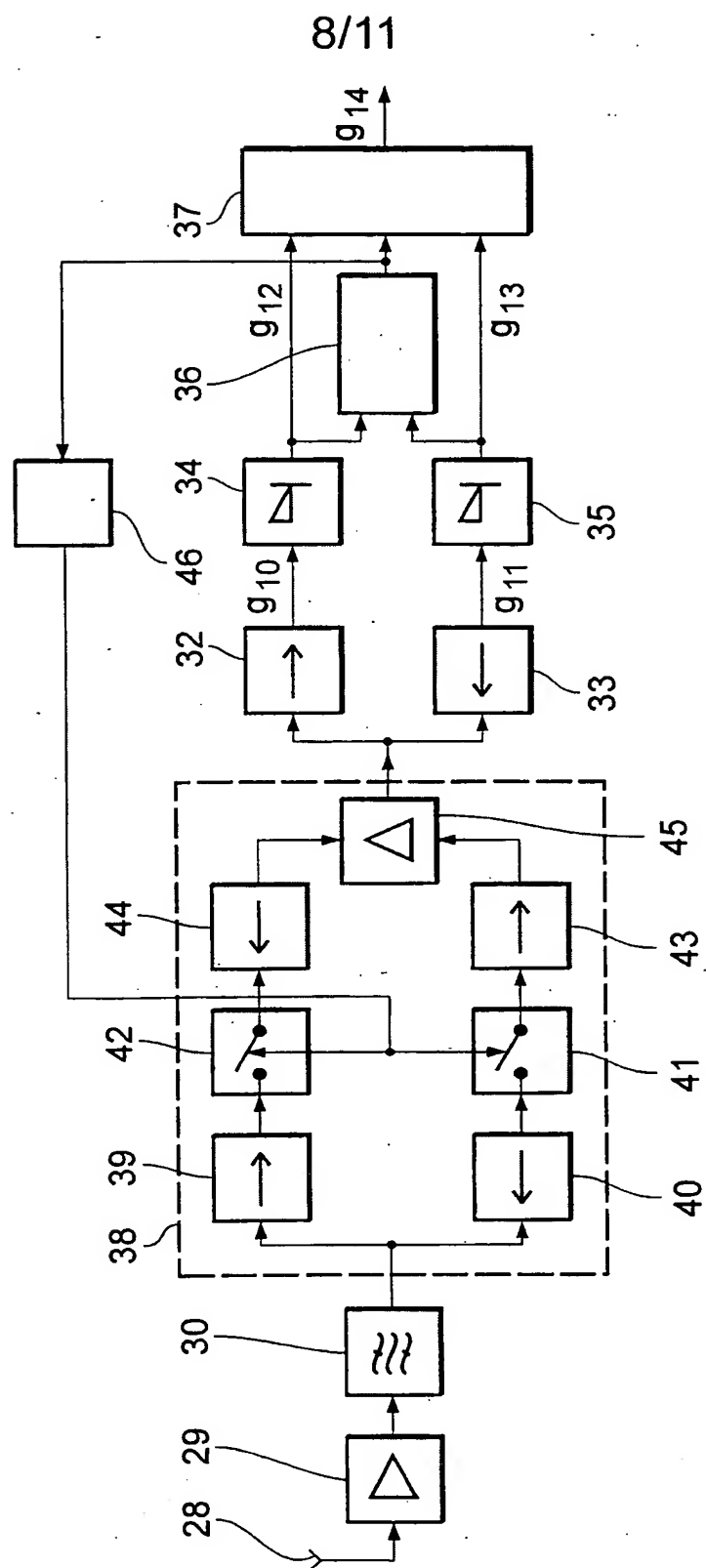


Fig.7

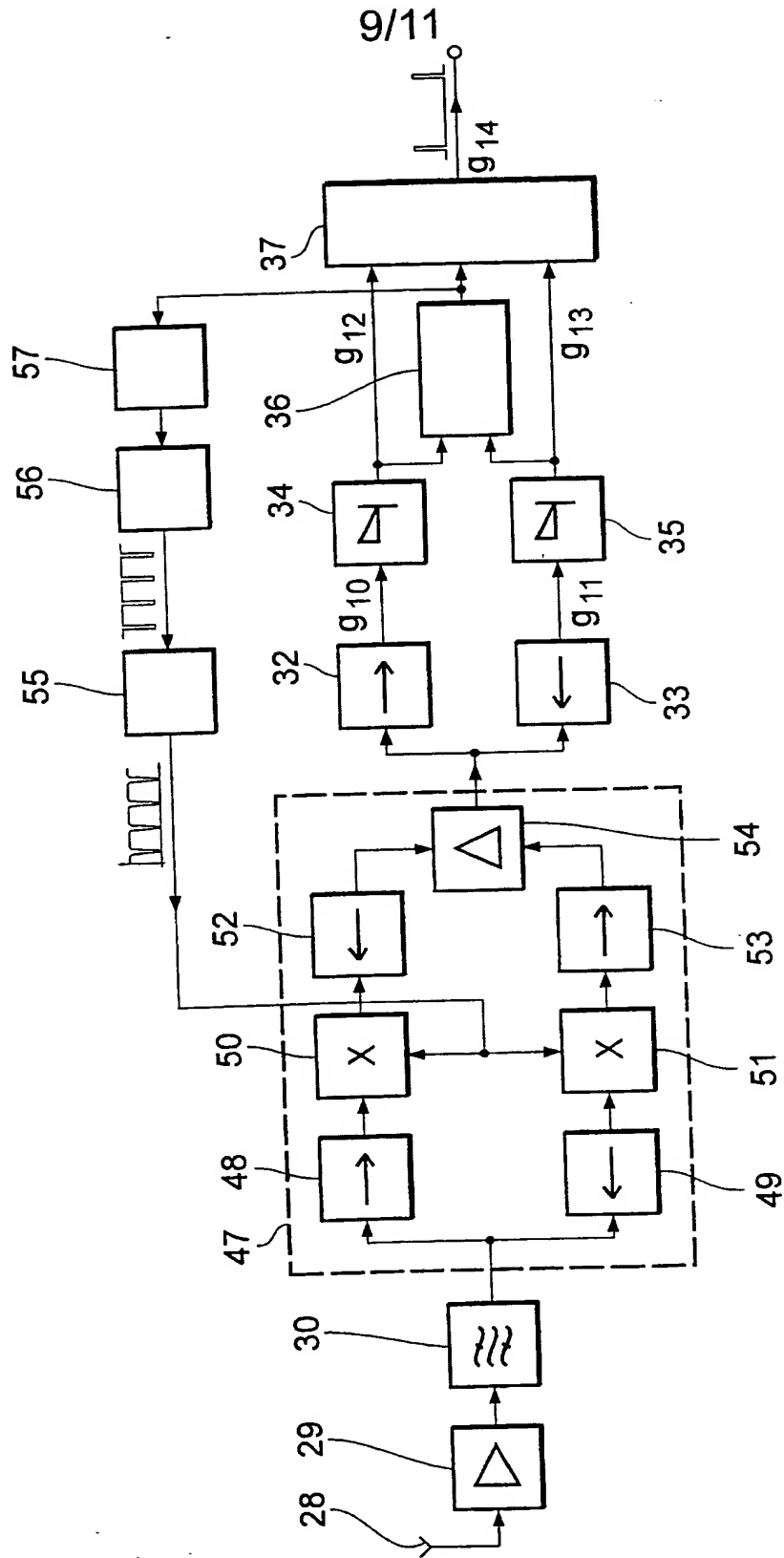


Fig.8

10/11

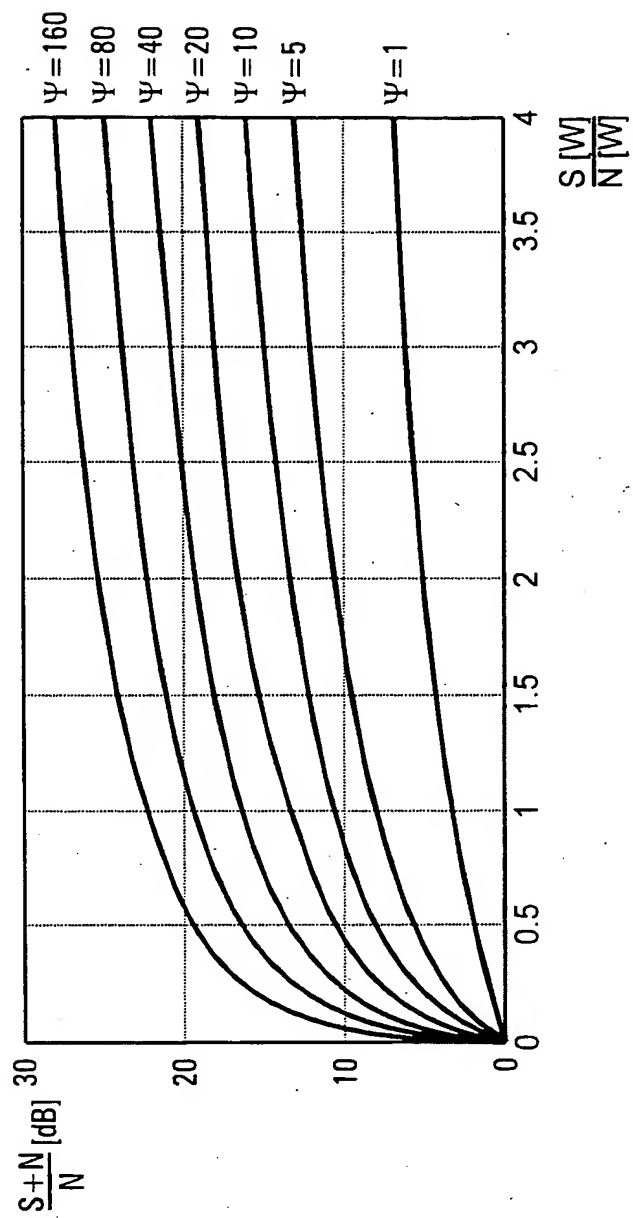


Fig.9a

11/11

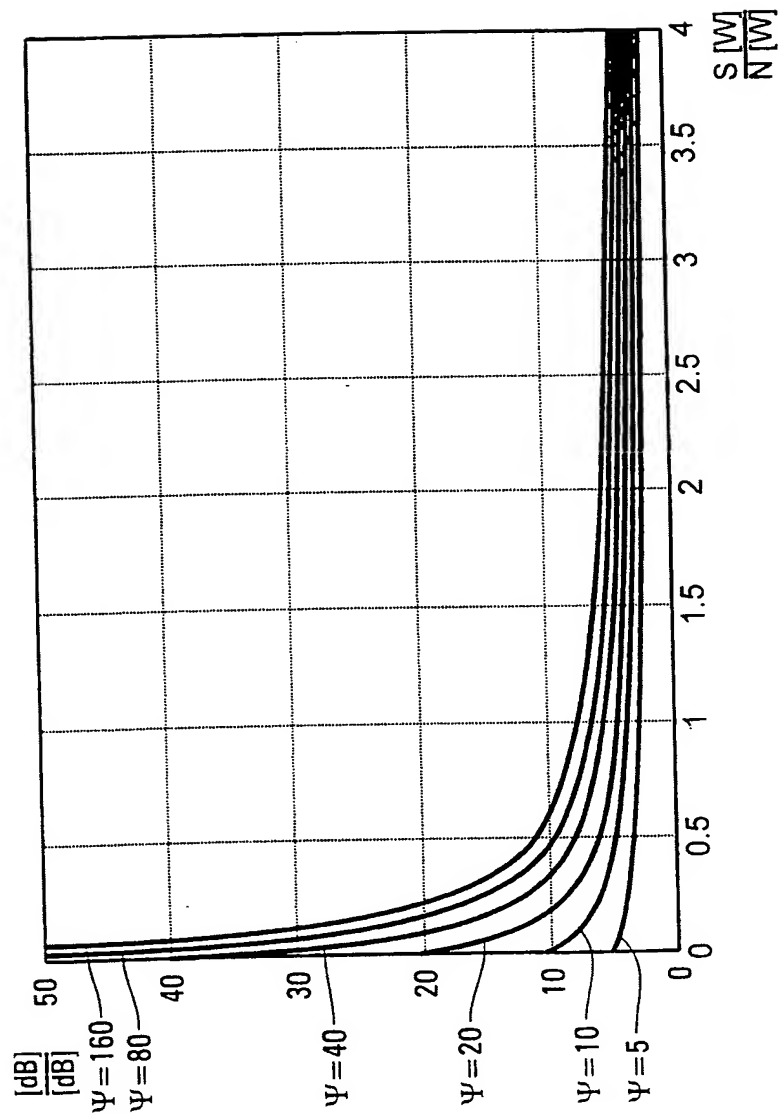


Fig.9b

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No
PCT/DE 97/02606

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

IPC 6 H04B1/69

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC 6 H04B

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	US 5 105 294 A (DEGURA YASUSABURO ET AL) 14 April 1992 see the whole document	1-5, 7-9, 12, 13, 15
Y	---	16
X	US 5 113 278 A (DEGURA YASUSABURO ET AL) 12 May 1992 see the whole document	1-6, 12, 15
X	KOWATSCH ET AL.: "Spread-Spectrum-Übertragung analoger Signale mit Chirp-Modulation" ARCHIV FÜR ELEKTRONIK UND ÜBERTRAGUNGSTECHNIK, vol. 36, July 1982, pages 299-304, XP002061685 see the whole document --- -/-	1-4, 6-9, 12-15

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

* Special categories of cited documents:

- "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- "E" earlier document but published on or after the international filing date
- "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- "X" document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- "Y" document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.
- "&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

7 April 1998

Date of mailing of the international search report

21/04/1998

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040. Tx. 31 651 ep6 nl,
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Petter, E

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Inter. Patent Application No
PCT/DE 97/02606

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	US 5 070 500 A (HORINOUCI SHINICHI ET AL) 3 December 1991 see column 2, line 3 - line 43 ----	16
A	US 5 325 394 A (BRUCKERT EUGENE) 28 June 1994 see column 3, line 60 - line 62 see column 4, line 44 - line 64 ----	11,18,19
A	US 4 255 791 A (MARTIN GAYLE P) 10 March 1981 see column 5, line 5 - line 54 ----	11,18,19
A	WO 95 20277 A (MOTOROLA INC) 27 July 1995 see page 1, line 26 - line 32 see page 4, line 24 - line 26 -----	1

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

Inter. Jnal Application No

PCT/DE 97/02606

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 5105294 A	14-04-92	JP 2004077 A JP 1319343 A JP 1319340 A DE 68919920 D DE 68919920 T EP 0348167 A	09-01-90 25-12-89 25-12-89 26-01-95 11-05-95 27-12-89
US 5113278 A	12-05-92	JP 2284548 A JP 2672146 B	21-11-90 05-11-97
US 5070500 A	03-12-91	JP 2089431 A JP 2561945 B JP 2063349 A JP 2678025 B JP 2063348 A JP 2610955 B DE 3928571 A GB 2223612 A, B GB 2253083 A, B	29-03-90 11-12-96 02-03-90 17-11-97 02-03-90 14-05-97 22-03-90 11-04-90 26-08-92
US 5325394 A	28-06-94	US 5224122 A BR 9305563 A CA 2116127 A CN 1082287 A DE 4392999 T FI 940952 A JP 6510415 T KR 9612479 B MX 9303883 A SE 9400545 A WO 9400917 A	29-06-93 26-12-95 06-01-94 16-02-94 31-07-97 28-02-94 17-11-94 20-09-96 31-01-94 20-04-94 06-01-94
US 4255791 A	10-03-81	NONE	
WO 9520277 A	27-07-95	US 5640385 A BR 9408472 A CN 1141104 A FI 962740 A JP 9507734 T SE 9602101 A	17-06-97 26-08-97 22-01-97 03-07-96 05-08-97 03-09-96

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Interi. Internationales Aktenzeichen

PCT/DE 97/02606

A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES
IPK 6 H04B1/69

Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPK) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPK

B. RECHERCHIERTE GEBIETE

Recherchierte Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole)

IPK 6 H04B

Recherchierte aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen

Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe)

C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
X	US 5 105 294 A (DEGURA YASUSABURO ET AL) 14. April 1992 siehe das ganze Dokument	1-5, 7-9, 12, 13, 15
Y	----	16
X	US 5 113 278 A (DEGURA YASUSABURO ET AL) 12. Mai 1992 siehe das ganze Dokument	1-6, 12, 15
X	KOWATSCH ET AL.: "Spread-Spectrum-Übertragung analoger Signale mit Chirp-Modulation" ARCHIV FÜR ELEKTRONIK UND ÜBERTRAGUNGSTECHNIK, Bd. 36, Juli 1982, Seiten 299-304, XP002061685 siehe das ganze Dokument	1-4, 6-9, 12-15
	----- -/-	

☒ Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen

☒ Siehe Anhang Patentfamilie

* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen :

"A" Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist

"E" älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist

"L" Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt)

"O" Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht

"P" Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist

"T" Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist

"X" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden

"Y" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist

"&" Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist

Datum des Abschlusses der internationalen Recherche

7. April 1998

Absendedatum des internationalen Recherchenberichts

21/04/1998

Name und Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde
Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax: (+31-70) 340-3016

Bevollmächtigter Bediensteter

Petter, E

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Inter. Aktuelles Aktenzeichen
PCT/DE 97/02606

C.(Fortsetzung) ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN		
Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch-Nr.
Y	US 5 070 500 A (HORINOUCI SHINICHI ET AL) 3.Dezember 1991 siehe Spalte 2, Zeile 3 - Zeile 43 ---	16
A	US 5 325 394 A (BRUCKERT EUGENE) 28.Juni 1994 siehe Spalte 3, Zeile 60 - Zeile 62 siehe Spalte 4, Zeile 44 - Zeile 64 ---	11,18,19
A	US 4 255 791 A (MARTIN GAYLE P) 10.März 1981 siehe Spalte 5, Zeile 5 - Zeile 54 ---	11,18,19
A	WO 95 20277 A (MOTOROLA INC) 27.Juli 1995 siehe Seite 1, Zeile 26 - Zeile 32 siehe Seite 4, Zeile 24 - Zeile 26 -----	1

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

Internationales Aktenzeichen

PCT/DE 97/02606

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
US 5105294 A	14-04-92	JP 2004077 A	09-01-90
		JP 1319343 A	25-12-89
		JP 1319340 A	25-12-89
		DE 68919920 D	26-01-95
		DE 68919920 T	11-05-95
		EP 0348167 A	27-12-89
US 5113278 A	12-05-92	JP 2284548 A	21-11-90
		JP 2672146 B	05-11-97
US 5070500 A	03-12-91	JP 2089431 A	29-03-90
		JP 2561945 B	11-12-96
		JP 2063349 A	02-03-90
		JP 2678025 B	17-11-97
		JP 2063348 A	02-03-90
		JP 2610955 B	14-05-97
		DE 3928571 A	22-03-90
		GB 2223612 A,B	11-04-90
		GB 2253083 A,B	26-08-92
US 5325394 A	28-06-94	US 5224122 A	29-06-93
		BR 9305563 A	26-12-95
		CA 2116127 A	06-01-94
		CN 1082287 A	16-02-94
		DE 4392999 T	31-07-97
		FI 940952 A	28-02-94
		JP 6510415 T	17-11-94
		KR 9612479 B	20-09-96
		MX 9303883 A	31-01-94
		SE 9400545 A	20-04-94
		WO 9400917 A	06-01-94
US 4255791 A	10-03-81	KEINE	
WO 9520277 A	27-07-95	US 5640385 A	17-06-97
		BR 9408472 A	26-08-97
		CN 1141104 A	22-01-97
		FI 962740 A	03-07-96
		JP 9507734 T	05-08-97
		SE 9602101 A	03-09-96

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.

THIS PAGE BLANK (USPTO)